

**METODOLOGÍA PARA ESTIMAR LA RESISTENCIA ESTATÓRICA DE UN
MOTOR DE INDUCCIÓN EN OPERACIÓN**

**LUIS GERARDO SALAZAR PARRA
CÉSAR HERNANDO GÓMEZ CESTAGALLI**

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE OCCIDENTE
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE ENERGÉTICA Y MECÁNICA
PROGRAMA INGENIERÍA ELÉCTRICA
SANTIAGO DE CALI
2008**

**METODOLOGÍA PARA ESTIMAR LA RESISTENCIA ESTATÓRICA DE UN
MOTOR DE INDUCCIÓN EN OPERACIÓN**

**LUIS GERARDO SALAZAR PARRA
CÉSAR HERNANDO GÓMEZ CESTAGALLI**

Trabajo de Grado para optar al título de
Ingeniero Electricista

**Director
ROSAURA CASTRILLON
Ingeniera Eléctrica**

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE OCCIDENTE
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE ENERGÉTICA Y MECÁNICA
PROGRAMA INGENIERÍA ELÉCTRICA
SANTIAGO DE CALI
2008**

Nota de aceptación:

Aprobado por el Comité de Grado
en cumplimiento de los
requisitos exigidos por la
Universidad Autónoma de
Occidente para optar al
título de Ingeniero Electricista

Ing. ENRIQUE C. QUISPE O.
Firma del presidente del jurado

Santiago de Cali, 10 Julio del 2008

CONTENIDO

	Pág.
RESUMEN	13
INTRODUCCIÓN	14
1. CONCEPTOS BASICOS SOBRE RESISTENCIA ELECTRICA	15
1.1 POTENCIA QUE DISIPA UNA RESISTENCIA	16
1.2 COMO INFLUYE LA TEMPERATURA EN LA RESISTENCIA DEL CONDUCTOR	16
1.3 LA EFICIENCIA ELÉCTRICA Y LA RELACIÓN CON LA RESISTENCIA ESTATÓRICA	18
1.3.1 Descripción de Pérdidas en los Motores Eléctricos	19
2. RECOMENDACIONES DE LAS NORMAS UTILIZADAS EN LA MEDICIÓN DE RESISTENCIA ELÉCTRICA	22
2.1 ANALISIS DE LA NORMA IEEE STD 118-1978 PARA MEDICIÓN DE RESISTENCIA	22
2.1.1 Métodos Circuito Puente	25
2.1.2 Métodos de lectura directa	30
3. RELACION DE LA RESISTENCIA CON LA TEMPERATURA	44
3.1 MEDICIÓN DE LA TEMPERATURA POR CAMBIO EN LA RESISTENCIA	45
3.2 ANALISIS DE LA NORMA IEEE 112 – 2004	46
3.2.1 Procedimiento de prueba IEEE estándar para motores de inducción polifásicos y generadores	46
3.3 ANALISIS DE LA NORMA NTC 2805	48
3.3.1 Máquinas Eléctricas Rotatorias, Características Nominales y de Funcionamiento	48

3.3.2 Características Térmicas de Funcionamiento y Ensayos Térmicos en las máquinas	48
3.4 RELACIÓN DE LA RESISTENCIA DEL ESTATOR CON LA TEMPERATURA	51
3.5 MÉTODOS PARA ESTIMAR LA RESISTENCIA DEL ESTATOR EN LINEA	52
3.5.1 Estimación de R_s con Base en el Modelo de una Máquina de Inducción (Dinámico)	52
3.5.2 Estimación de R_s con Base en un Modelo de Secuencia Negativa/Cero	53
3.5.3 Estimación de R_s con Base en el Modelo DC I	54
4. REQUERIMIENTOS DEL CIRCUITO PROPUESTO PARA LA MEDICIÓN DE LA RESISTENCIA DEL ESTATOR EN LINEA	55
4.1 DESCRIPCIÓN DEL DIAGRAMA DE BLOQUES	56
4.1.1. Fuente	56
4.1.2 Sensor de Efecto Hall	56
4.1.3 Driver para Mosfet	58
4.1.4 Mosfet	59
4.1.5 Resistencia Externa	61
4.1.6 Motor	62
4.2 ESQUEMA GENERAL DE LA CONEXIÓN Y MEDICIÓN DEL CIRCUITO DE INYECCIÓN DC PROPUESTO PARA ESTIMAR LA RESISTENCIA DEL ESTATOR DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN EN OPERACIÓN	63
4.3 ESQUEMA DE INYECCIÓN DC PROPUESTO PARA LA ESTIMACIÓN DE R_s	65
4.3.1 Estructura	65
4.3.2 DIM (Modo de Inyección de DC)	66
4.3.3 NDIM (Modo Normal)	68

4.4 OPERACIÓN DEL CIRCUITO DE INYECCIÓN DC PROPUESTO	69
4.5 ANÁLISIS DE LA OPERACIÓN DEL MOTOR BAJO EL DIM	70
4.5.1 Componente DC en la Corriente de Estator y de Rotor	70
4.5.2 Distorsión del Par de Torsión	72
4.5.3 Disipación de Potencia	72
4.6 CONSIDERACIONES PRÁCTICAS	74
4.7 RESULTADOS EXPERIMENTALES	77
4.7.1. Montaje Experimental	77
5. CONCLUSIONES	81
6. RECOMENDACIONES PARA FUTURAS MEJORAS EN EL DISEÑO DEL CIRCUITO PROPUESTO PARA ESTIMAR LA RESISTENCIA DEL ESTATOR DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN EN OPERACIÓN	82
BIBLIOGRAFIA	83
ANEXOS	84

LISTA DE CUADROS

	Pág.
Cuadro 1. Componentes de las pérdidas en el motor	20
Cuadro 2. Aplicaciones de métodos de mediciones de resistencias	22
Cuadro 3. Datos del motor	62

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Variación lineal de la resistividad con la temperatura.	17
Figura 2. Puente de Wheatstone	26
Figura 3. Puente Relación Julie	27
Figura 4. Puente de Kelvin	28
Figura 5. Puente Alta Resistencia (Modificado Wheatstone)	29
Figura 6. Comparador de corriente Kusters y MacMartin	30
Figura 7. Medición Voltímetro- Amperímetro para Resistencias de Bajo Valor	31
Figura 8. Medición Voltímetro- Amperímetro para Resistencias Valor Medio	32
Figura 9. Medición Voltímetro- Amperímetro para Resistencias Valor Alto	32
Figura 10. Método Voltímetro- Amperímetro modificado (Resistencia Seis terminales)	33
Figura 11. Método Voltímetro de Medición de Resistencia	34
Figura 12. Método Amperímetro de Medición de Resistencia	34
Figura 13. Relación óhmetro Tipo bobina-cruzada	35
Figura 14. Amplificador operacional de medición de resistencia	36
Figura 15. Doble inclinación, Integración-Tipo medidor digital relación. B- circuito condensador integrado-doble inclinación integradora. C - método de integración alternativa	37
Figura 16. Potenciómetro de medición	38
Figura 17. Figura 17. Método Directo Deflexión	39

Figura 18. Simple óhmetro	40
Figura 19. Modificada Comparación tipo óhmetro	41
Figura 20. Óhmetro fuente de corriente constante	41
Figura 21. Amperímetro tipo óhmetro baja resistencia	42
Figura 22. Método Pérdida de Carga óhmetro.	43
Figura 23. Diagrama de Bloques del Circuito de Inyección DC propuesto para estimar la resistencia estatórica de un motor de inducción en operación	55
Figura 24. Sensor de Efecto Hall ACS712	56
Figura 25. Estructura interna del Sensor de Efecto Hall	57
Figura 26. Relación de Voltaje de Salida versus Corriente Sensada	57
Figura 27. Diagrama del Driver para el Mosfet de potencia.	58
Figura 28. Especificaciones de V_{ds} , R_{ds} e I_D	59
Figura 29. Especificaciones del Mosfet	60
Figura 30. Formas de Onda del Tiempo de Conmutación	61
Figura 31. Diagramas de Operación para el Driver de Disparo de la Compuerta V_{gs}	61
Figura 32. Resistencia Externa de Precisión	62
Figura 33. Diagrama Electrónico del Circuito de Inyección DC	63
Figura 34. (a) Esquemático, (b) Estructura interna Circuito de Inyección DC, (c) circuito equivalente, y (d) características $v - i$ del circuito de inyección de DC propuesto	64
Figura 35. Diagrama General, Fuente Trifásica, Circuito de Inyección y Motor de Inducción	65

Figura 36. Modo de inyección DC: (a) circuito equivalente cuando $i_{as} > 0$ ($v_{gs} = V_{gs, on}$), (b) circuito equivalente cuando $i_{as} < 0$ ($v_{gs} < V_t$), y (c) características $v - i$.	66
Figura 37. Circuito equivalente de la fuente, el motor, y el circuito de inyección DC	68
Figura 38. Modo normal: (a) circuito equivalente, y (b) características $v - i$.	68
Figura 39. Diagrama de operación del circuito para cada periodo de inyección DC	69
Figura 40. Forma de onda de v_{sw} e i_{as} bajo el DIM.	69
Figura 41. Consideraciones prácticas para evitar errores en la estimación de R_s	76
Figura 42. Montaje y Esquema del Circuito de Inyección dc en funcionamiento	78
Figura 43. Circuito impreso del Circuito de Inyección dc diseñado.	78
Figura 44. Señal dc de polarización bajo el Dim	79
Figura 45. Parámetros del Circuito de Inyección dc y datos experimentales	80
Figura 46. Circuito Electrónico para Estimación de la Resistencia Estática	84
Figura 47. Etapa preliminar de diseño, a) proceso de acido de hierro, b) plaqueta de circuito impreso doble faz	84

LISTA DE GRÁFICOS

	Pág.
Grafico 1. Distribución de pérdidas en el motor	21

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
Anexo A. Desarrollo del circuito impreso	84
Anexo B. Sensor de efecto hall	85
Anexo C. Estructura interna del sensor de efecto hall	99
Anexo D. Driver para Mosfet	106
Anexo E. Mosfet de potencia	131
Anexo F. Resultado de las pruebas experimentales	140

RESUMEN

En este trabajo se propone una metodología para estimar la resistencia del devanado del estator de un motor de inducción en operación.

La técnica propuesta es un método muy práctico implementado a un bajo costo, para estimar la resistencia R_s de la máquina de inducción en operación, verificar el estado y las condiciones térmicas del devanado, permitiendo de esta forma estimar la eficiencia de los motores de manera más exacta con respecto a las condiciones de laboratorio, es decir beneficia la implementación de programas de gestión eficiente de energía en motores en la industria.

INTRODUCCIÓN

De acuerdo a estudios realizados en las máquinas de inducción, entre el 35% y 45% de las fallas son causadas por la ruptura del aislamiento del devanado del estator, siendo la sobrecarga térmica una de las principales causas del proceso de degradación y pérdidas de eficiencia. Por lo tanto, con el fin de determinar la eficiencia de la máquina y extender la vida útil del aislamiento, es necesario estimar con gran exactitud la resistencia del devanado del estator (R_s). Esto ayuda a implementar protecciones al motor que esté bajo condiciones de sobrecarga térmica, tales como parada por pérdida de velocidad, atascamiento, operación desbalanceada, y situaciones donde la capacidad de enfriamiento del motor se ve reducida de forma accidental.

En este trabajo de grado se propone un dispositivo de medición electrónico y un método para estimar la resistencia del estator (R_s) de máquinas de inducción conectadas a la línea. Se desarrolla un dispositivo simple para inyectar una pequeña señal DC de polarización a la máquina de inducción en operación. El dispositivo de inyección DC propuesto inyecta al motor en forma intermitente una corriente de polarización controlable, con una disipación de potencia muy baja. Los resultados experimentales fueron obtenidos bajo condiciones de arranque del motor en vacío y variación de carga, comparándolos con los métodos recomendados para estimar R_s , según la norma IEEE118, y de acuerdo a los datos suministrados por el fabricante del motor bajo prueba, se verifica que la técnica propuesta provee un estimado de gran exactitud de R_s que es capaz de responder a los cambios en las características térmicas y de operación del motor. La técnica propuesta es un método muy práctico implementado a un bajo costo, para estimar la resistencia R_s de la máquina de inducción en operación, determinar la eficiencia, verificar el estado y las condiciones térmicas del devanado.

1. CONCEPTOS BASICOS SOBRE RESISTENCIA ELECTRICA

La resistencia eléctrica se puede definir como la razón entre la diferencia de potencial a través del conductor y la corriente a través del mismo, es toda oposición que encuentra la corriente a su paso por un circuito eléctrico cerrado, atenuando o frenando el libre flujo de circulación de las cargas eléctricas o electrones.

La Resistencia eléctrica se obtiene en función de la resistividad del material empleado y de las características geométricas del resistor.

Esta definición es válida para la corriente continua y para la corriente alterna cuando se trate de elementos resistivos puros, esto es, sin componente inductiva ni capacitiva. De existir estos componentes reactivos, la oposición presentada a la circulación de corriente recibe el nombre de impedancia.

$$R = \frac{\rho \left(\frac{\Omega \cdot mm^2}{m} \right) l(m)}{A(mm^2)} = \frac{\Delta V}{I} \quad (1)$$

Donde:

ρ = resistividad
 l = longitud
 A = Área
 ΔV = diferencia de potencial
 I = corriente eléctrica.

A partir de este resultado se ve que la resistencia tiene unidades SI de voltios por amperios. Un voltio por amperio se define como un ohm (Ω).

A la propiedad de un material que indica qué tanto impide el flujo de la corriente se le llama resistividad. (ρ) la cual se mide en ohm-metros.

Todo material óhmico (que obedece la ley de Ohm) tiene una resistividad característica que depende de las propiedades del material y la temperatura. La resistencia de un conductor cilíndrico determinado es proporcional a su longitud e inversamente proporcional al área de su sección transversal.

1.1 POTENCIA QUE DISIPA UNA RESISTENCIA

Una resistencia disipa en calor una cantidad de potencia proporcional a la intensidad que la atraviesa y a la caída de tensión que aparece en sus bornes. Esto es $P = V \times I$, aunque suele ser más cómodo usar la ley de Joule $P = R \times I^2$.

Observando las dimensiones del cuerpo de la resistencia, las características de conductividad de calor del material que la forma y que la recubre, y el ambiente en el cual está pensado que opere, el fabricante calcula la potencia que es capaz de disipar cada resistencia como componente discreto, sin que el aumento de temperatura provoque su destrucción. Esta temperatura de fallo puede ser muy distinta según los materiales que se estén usando. Esto es, una resistencia de 2W formada por un material que no soporte mucha temperatura, estará casi fría (y será grande); pero formada por un material metálico, con recubrimiento cerámico, podría alcanzar altas temperaturas (y podrá ser mucho más pequeña).

1.2 COMO INFLUYE LA TEMPERATURA EN LA RESISTENCIA DEL CONDUCTOR

La temperatura influye directamente en la resistencia que ofrece un conductor al paso de la corriente eléctrica. A mayor temperatura la resistencia se incrementa, mientras que a menor temperatura disminuye.

Sin embargo, teóricamente toda la resistencia que ofrecen los metales al paso de la corriente eléctrica debe desaparecer a una temperatura de 0 °K (cero grado Kelvin), o "cero absoluto", equivalente a $-273,16$ °C (grados Celsius), o $-459,69$ °F (grados Fahrenheit), punto del termómetro donde se supone aparece la superconductividad o "resistencia cero" en los materiales conductores.

En el caso de los metales la resistencia es directamente proporcional a la temperatura, es decir si la temperatura aumenta la resistencia también aumenta y viceversa, si la temperatura disminuye la resistencia también disminuye; sin embargo, si hablamos de elementos semiconductores, como el silicio (Si) y el germanio (Ge), por ejemplo, ocurre todo lo contrario, pues en esos elementos la resistencia y la temperatura se comportan de forma inversamente proporcional, es decir, si una sube la otra baja su valor y viceversa.

Se ha comprobado experimentalmente que el incremento de la resistividad en los metales por cada grado de aumento de su temperatura es una constante C del

material. Esta constante vale para el cobre en términos de su resistividad volumétrica (según normas VDE):

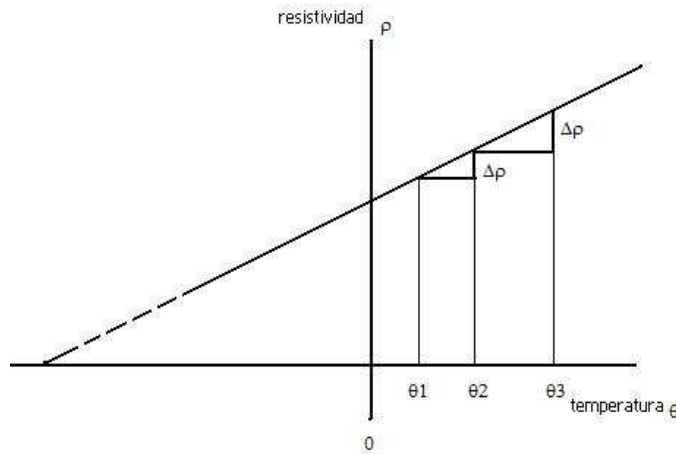
$$c = 68.10^{-6} \frac{\left(\frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \right)}{^{\circ}\text{C}} \quad (2)$$

Lo que quiere decir que la resistencia de un hilo de cobre de 1m de longitud y 1mm^2 de sección constantes, para cualquier calidad electrotécnica y a cualquier temperatura, aumenta de $68 \mu\Omega$ por cada $^{\circ}\text{C}$. La expresión matemática de la ley enunciada es la siguiente:

Donde ρ_{θ} y $\rho_{\theta'}$ indican las resistividades respectivas a las temperaturas θ y θ' $^{\circ}\text{C}$.

La representación grafica de $\rho = f(\theta)$ es lineal.

Figura 1. Variación lineal de la resistividad con la temperatura.



Fuente: GURU, Bhag S.; HIZIROGLU, Huseyin R. Maquinas Eléctricas y Transformadores. 3 ed. Estados Unidos: Oxford University Press, 2003. p. 50.

Esta relación directa entre la resistencia y la temperatura, permite métodos para hallar la temperatura con la variación de la resistencia o inversamente.

Un método comúnmente utilizado para determinar la temperatura media de un elemento es medir la resistencia del elemento con la temperatura desconocida y comparar este valor con la resistencia a una temperatura conocida. La temperatura media se calcula con la ecuación:

$$\left(\frac{t + C}{t_1 + C} \right) = \frac{R}{R_1} \quad (3)$$

Donde t es la temperatura desconocida en grados Celsius, t_1 es la temperatura conocida en grados Celsius, R es la resistencia medida en t , R_1 es la resistencia conocida en t_1 , y la C es la constante de temperatura del metal a resistencia cero.

Las constantes $C = 234,5$ para el cobre y el $C = 224,1$ de aluminio han deducidas, determinada experimentalmente la relación lineal entre la resistencia y la temperatura de más de una gama muestras, las deducidas temperaturas para resistencia cero $[-234,5 \text{ } ^\circ\text{C}$ de (cobre) y $-224,1 \text{ } ^\circ\text{C}$ de (aluminio)] y la proporcionalidad de las caras correspondientes de triángulos semejantes permite que se exprese la relación anterior.

En la construcción de las maquinas eléctricas se emplean con fines conductores casi exclusivamente dos materiales: el cobre y el aluminio, especialmente el cobre por ser entre los materiales industriales el de más alta conductividad. La plata, todavía más conductora queda excluida a causa de su precio. El aluminio, cuya resistividad volumétrica viene a ser, en igualdad de condiciones, un 61 % superior a la del cobre, se emplea a veces en ciertos devanados de transformadores o bobinas polares de maquinas rotativas, para aprovechar las ventajas de su menor peso; y, sobre todo, fundido, a presión, en los rotores de corto circuito de los motores de inducción pequeños (devanados de aluminio inyectado) donde además de ofrecer un sistema de construcción sólido y económico, que el cobre no admite por su dificultad de colada, proporciona más seguridad durante los periodos transitorios de sobrecarga (en los arranques, por ejemplo), teniendo en cuenta la capacidad térmica y la ausencia de soldaduras.

1.3 LA EFICIENCIA ELÉCTRICA Y LA RELACIÓN CON LA RESISTENCIA ESTATÓRICA

La eficiencia en los motores eléctricos, es la razón de la potencia de salida o energía mecánica medida en watts (w) o HP que sale por el eje. Con respecto a la potencia de entrada o energía eléctrica medida en watts (w) que entra por los terminales del motor. La potencia de salida es igual a la potencia de entrada menos las pérdidas. Por lo tanto, sí se conocen dos de las tres variables (salida,

entrada, o pérdidas), se puede determinar la eficiencia utilizando una de las siguientes ecuaciones:

$$Eficiencia = \frac{Potencia.de.Salida}{Potencia.de.Entrada} \quad (4)$$

$$Eficiencia = \frac{(Potencia.de.Entrada - Perdidas)}{Potencia.de.Entrada} \quad (5)$$

$$Eficiencia = \frac{Potencia.de.Salida}{(Potencia.de.Salida + Perdidas)} \quad (6)$$

1.3.1 Descripción de Pérdidas en los Motores Eléctricos

- **Pérdidas en el Devanado del Estator.** Pérdidas en los conductores del devanado, son función de la corriente y la resistencia. Son mínimas en vacío y aumenta con la carga. En una máquina trifásica, la pérdida $I^2 R$ en el estator, P_{SIR} , en vatios es como se muestra en la siguiente ecuación:

$$P_{SIR} = 1.5 I^2 R = 3 I^2 R_1 \quad (7)$$

Donde:

I es la corriente medida o calculada por terminal de línea, en amperios (A),
 R es la resistencia cd, en ohmios, entre dos terminales de línea cualquiera corregida a la temperatura apropiada.
 R_1 es la resistencia cd por fase, en ohmios

- **Pérdidas en el Rotor.** Son directamente proporcionales a la resistencia del bobinado rotórico, dependen del cuadrado de la corriente que circula en el bobinado rotórico (barras y anillos) y dependen del flujo magnético que atraviesa el entrehierro. Son prácticamente cero en vacío y se incrementan con el cuadrado de la corriente en el rotor y también se incrementan con la temperatura. Las pérdidas $I^2 R$ en el rotor se pueden expresar en función del deslizamiento.

$$\left(\begin{array}{c} \text{Pérdida } I^2 R \\ \text{en el rotor del motor} \end{array} \right) = \left[\left(\begin{array}{c} \text{Potencia de entrada} \\ \text{medida en el estator} \end{array} \right) - \left(\begin{array}{c} \text{Pérdida } I^2 R \\ \text{en el estator} \end{array} \right) - \text{Pérdida en el núcleo} \right] \times S \quad (8)$$

Donde:

S es el deslizamiento, en por unidad (p.u), con la velocidad sincrónica como velocidad base,

Todos los términos de potencia están en vatios (W).

- **Pérdidas en el núcleo del estator.** Estas pérdidas tienen dos componentes, las pérdidas por corrientes de Eddy y las pérdidas por el fenómeno de histéresis, incluyendo las pérdidas superficiales en la estructura magnética del motor. Las pérdidas en el núcleo del rotor debido al flujo magnético principal, son virtualmente cero.

- **Pérdidas por fricción y rozamiento con el aire.** Las pérdidas por fricción y ventilación son debidas a la fricción en los rodamientos y a las pérdidas por resistencia del aire al giro del ventilador y de otros elementos rotativos del motor.

La fricción en los rodamientos es una función de las dimensiones de este, de la velocidad, del tipo de rodamiento, de la carga y de la lubricación usada. Estas pérdidas quedan relativamente fijadas para un tipo de diseño, y debido a que constituyen un porcentaje pequeño de las pérdidas totales del motor, los cambios que se pueden hacer en el diseño para reducirlas no afectan significativamente la eficiencia del motor.

- **Pérdidas adicionales en carga.** Son pérdidas residuales difíciles de determinar por medio de mediciones directas o de cálculos. Estas pérdidas están relacionadas con la carga y general mente se suponen que varían con el cuadrado del momento de salida.

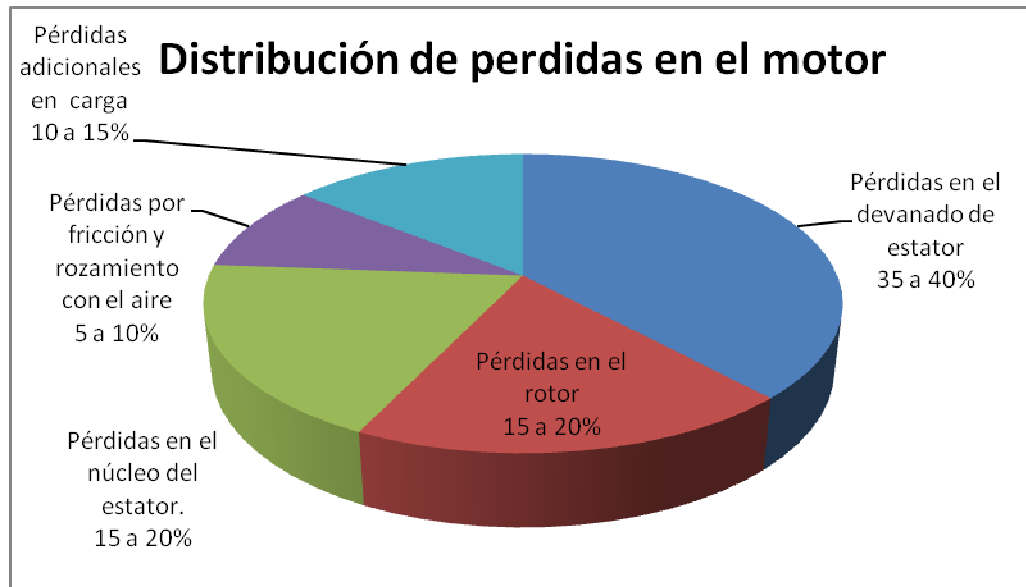
La naturaleza de estas pérdidas es muy compleja. Están en función de muchos factores de diseño y de fabricación del motor. Algunos de los elementos que influyen en estas pérdidas son: el diseño del devanado, la relación entre la magnitud del entrehierro y la abertura de las ranuras; la relación entre el número de las ranuras del estator y del rotor, la inducción en el entrehierro; las condiciones en la superficie del rotor, el tipo de contacto superficial entre las barras y las laminaciones del rotor.

Cuadro 1. Componentes de las pérdidas en el motor:

PERDIDAS	Factores que afectan estas pérdidas	Porcentaje típico de perdidas en motores de 4 polos: Norma NEMA MG 10-1994
Pérdidas en el devanado de estator	Tamaño y material del conductor de estator	35 a 40

Pérdidas en el rotor	Tamaño y material del conductor de rotor	15 a 20
Pérdidas en el núcleo del estator.	Tipo y cantidad de material magnético	15 a 20
Pérdidas por fricción y rozamiento con el aire	Selección/diseño de ventiladores y rodamientos	5 a 10
Pérdidas adicionales en carga	Principalmente métodos de fabricación y diseño	10 a 15

Grafico 1. Distribución de pérdidas en el motor



Como muestran los datos anteriores, las pérdidas en el estator son el componente de mayor participación en las pérdidas de un motor eléctrico, por lo cual, para obtener un funcionamiento eficiente del motor, es necesario un control adecuado sobre estas, para esto es importante el conocimiento con gran aproximación de los factores que influyen en las perdidas del estator, como son la resistencia de sus devanados y la corriente que fluye por él.

2. RECOMENDACIONES DE LAS NORMAS UTILIZADAS EN LA MEDICIÓN DE RESISTENCIA ELÉCTRICA

En esta sección se realiza una revisión de la norma IEEE 118-1978, la norma IEEE 112-2004 y la norma NTC 2805, con lo relativo a la información sobre equipos y procedimientos en la medición de la resistencia eléctrica y la utilización de esta para determinar eficiencia y temperatura en máquinas eléctricas.

2.1 ANALISIS DE LA NORMA IEEE STD 118-1978 PARA MEDICIÓN DE RESISTENCIA

Esta norma presenta los métodos de medición de la resistencia eléctrica que se utilizan comúnmente para determinar las características de la maquinaria y equipo eléctrico. La elección del método, en cualquier caso depende del grado de precisión requerida y de la naturaleza del circuito a medir. Una guía para seleccionar el método apropiado figura en el cuadro 2.

Cuadro 2. Aplicaciones de métodos de mediciones de resistencias

Resistencia a ser medida	Exactitud requerida	Métodos puente	Métodos de lectura directa	Métodos alternativos
Baja resistencia (aprox. menor de 5 Ω)	Mayor a 0.1%	Kelvin, comparador de corriente	No es generalmente aplicable	
	0.1 % a 1 %	Kelvin	Medidor integración doble inclinación, dispositivo de relación bobina cruzada	

Continuación Cuadro 2. Aplicaciones de métodos de resistencias

Resistencia a ser medida	Exactitud requerida	Métodos puente	Métodos de lectura directa	Métodos alternativos
Baja resistencia (aprox. menor de 5 Ω)	Menor a 1 %	Cualquier circuito tipo puente	Óhmetro de lectura directa, dispositivo de relación bobina cruzada	Amperímetro
Resistencia de valor intermedio (aprox. entre 5 Ω y 10 Ω)	Mayor a 0.01%	Wheatstone, relación, comparador, comparador de corriente.	No es generalmente aplicable	
	0.01 % a 1 %	Wheatstone, relación.	Medidor integración doble inclinación	Amplificador operacional, óhmetro, tipo de corriente constante.
	Menor a 1 %	Cualquier circuito tipo puente	Amperímetro de lectura directa	Voltímetro/Amperímetro, voltímetro, dispositivo de relación bobina cruzada.

Continuación Cuadro 2. Aplicaciones de métodos de resistencias

Resistencia a ser medida	Exactitud requerida	Métodos puente	Métodos de lectura directa	Métodos alternativos
Alta resistencia (aprox. mayor de 10 Ω)	Mayor a 0.1%	Wheatstone modificado, relación, comparador, comparador de corriente	No es generalmente aplicable	
	0.1 % a 1 %	Wheatstone modificado, relación,	Amplificador operacional	Voltímetro/Amperímetro modificado.
	Menor a 1 %	Wheatstone.	Dispositivo de relación bobina cruzada	Deflexión directa, pérdida de carga, Voltímetro/Amperímetro, y modificado.

Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos, Nueva York : IEEE, 1978. p. 39.

En la medición de la resistencia, de acuerdo a sus características se presentan aspectos a tener en cuenta. En la medición de una resistencia de bajo valor (menor de 5 Ω), la resistencia de contacto puede suponer una grave limitación de exactitud, pero sus efectos pueden reducirse considerablemente mediante el uso en la medición de una resistencia con cuatro terminales. En mediciones de resistencias de alto valor (mayor de 10 Ω), la resistencia de aislamiento puede ser un grave límite de la precisión, Los efectos de las resistencias de aislamiento

pueden ser controlados por medio de la medición con la resistencia de tres terminales.

Es importante en la medición tener en cuenta el efecto del entorno o del ambiente. El valor de la mayoría de resistencias se ve afectado por parámetros ambientales como la temperatura, la humedad, la presión atmosférica, la corrosión química y biológica. Cuando las mediciones de más alta precisión se llevan a cabo, todos estos factores deben ser tenidos en cuenta. En la mayoría de las situaciones prácticas, sin embargo, la temperatura es la principal preocupación.

Otra característica de relevancia es el efecto del auto calentamiento, normalmente es esencial que la resistencia bajo prueba no cambie de valor en gran medida por la corriente que es necesariamente utilizada en la medición. Este requisito a veces limita la permisibilidad de la corriente y, por tanto, la sensibilidad de la medición.

La mayoría de los circuitos de medición de la resistencia contienen corrientes inducidas que son el resultado de fuentes de señal interna que no son corriente continua pura o corriente alterna pura, de fuerzas electromotrices como las debidas a efectos termoeléctricos, y corrientes o tensión de compensación de los detectores. La precisión de la medición será limitada por la respuesta de los detectores de estas señales indeseables.

A continuación se hace referencia de los métodos de medición de resistencia mencionados en el anterior cuadro:

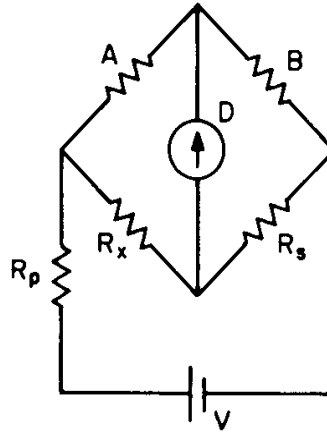
2.1.1 Métodos Circuito Puente. En la mayoría de casos, un circuito puente es el método más exacto para medir la resistencia. Las siguientes secciones describen algunos de los circuitos puentes más utilizados para la medición de resistencia.

- **Puente de Wheatstone.** El circuito de un puente de Wheatstone, que se muestra en la figura 2, consiste de cuatro ramas con resistencia, una fuente de corriente (por lo general, una batería), y un detector. La medición de la resistencia desconocida R_x se hace en términos de las tres resistencias conocidas.

El Ajuste de las tres resistencias se hace por corriente cero en el detector en equilibrio, por lo que se trata de un "equilibrio nulo" el método de medición de resistencia.

(Ver Figura 2, página siguiente).

Figura 2. Puente de Wheatstone



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p. 5.

Cuando el puente está equilibrado, como lo indica una lectura nula del detector D, la resistencia desconocida es dada por la siguiente ecuación:

$$R_x = \frac{R_A}{R_B} R_s \quad (9)$$

Donde R_A y R_B son los valores de la relación de resistencias, mientras que R_s es el valor de la resistencia estándar. Estas resistencias pueden ser ajustadas en forma continua o en pasos. Una resistencia de protección R_p se utiliza para proteger los elementos del puente.

- **Puente tipo Relación Julie.** Con el fin de hacer uso de divisores de tensión de alta precisión, se utiliza el circuito que se muestra en la Fig 3. Para este circuito, en equilibrio,

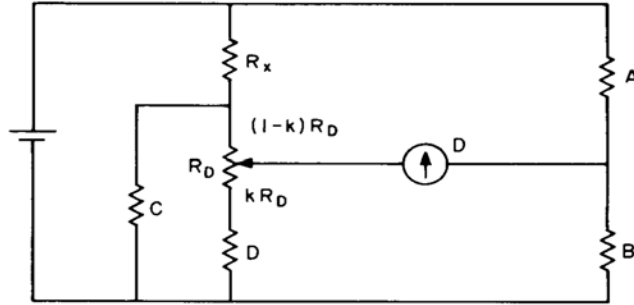
$$R_x = K \frac{R_d \left(1 + \frac{R_A}{R_B} \right)}{1 + \frac{(R_d + R_{det})}{C}} + \frac{\left(R_{det} \frac{R_A}{R_B} \right) - R_d}{1 + \frac{(R_d + R_{det})}{C}} \quad (10)$$

Donde R_d es la resistencia total del divisor y K es el divisor. Este circuito puede ser ajustado de modo que R_x sea proporcional a la fijación del divisor K de la

siguiente manera. La resistencia de D se ajusta para colocar la lectura en cero. La resistencia C se ajusta a fin de que, con Rx sustituida por una resistencia estándar, un rango factor M se establece en términos de la estándar, y

$$R_x = kM \quad (11)$$

Figura 3. Puente Relación Julie



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p. 5.

- **Puente Kelvin.** Cuando resistencias de cuatro terminales de bajo valor (por lo general por debajo de 5Ω) van a ser medidas, el puente Kelvin (que se muestra en la figura 4) se utiliza con frecuencia. El puente es similar al puente de Wheatstone, sin embargo, el circuito contiene un conjunto adicional, la relación de ramas (a y b). Este arreglo permite en la medición con cuatro terminales de los elementos resistencia, esencialmente la eliminación de los efectos de la resistencia del conductor y de contacto, errores en la medición de baja resistencia. Cuando el puente está en equilibrio, como lo indica una lectura nula del detector D, la desconocida resistencia se da en la siguiente ecuación:

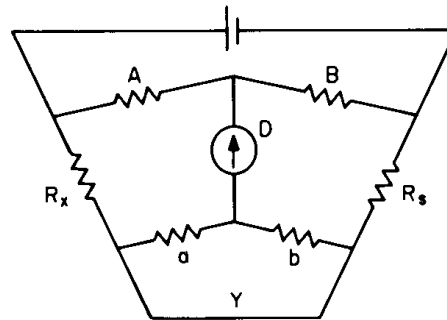
$$R_x = R_s \frac{R_A}{R_B} + \left[\frac{R_b R_y}{R_a + R_b + R_y} \right] \left[\frac{R_A}{R_B} - \frac{R_a}{R_b} \right] \quad (12)$$

Donde R_a y R_b son valores de la resistencias en la relación de ramas a y b y R_y es el valor del yugo Y. Si R_A/R_B es exactamente igual a R_a / R_b , la ecuación 12 se convierte en:

$$R_x = R_s \frac{R_A}{R_B} \quad (13)$$

La Ecuación 12 es útil, ya que muestra la necesidad de mantener la resistencia del yugo (R_y) lo más pequeña posible para reducir al mínimo el error causado por la resistencia del conductor y de contacto de la resistencia desconocida y la estándar en caso de discrepancias entre las relaciones R_A/R_B y R_a / R_b . Para mayor precisión, se debe tener cuidado de asegurarse que las resistencias de conexión están en equilibrio, porque R_y no es despreciable.

Figura 4. Puente de Kelvin



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p. 6.

- **Puentes Alta Resistencia (Wheatstone Modificado).** El voltaje de circuito abierto para un casi equilibrado puente de Wheatstone (ver figura 5) está dado por la siguiente ecuación:

$$V_{oc} = \frac{V \Delta R_x R_s}{(R_s + R_x)^2} \quad (14)$$

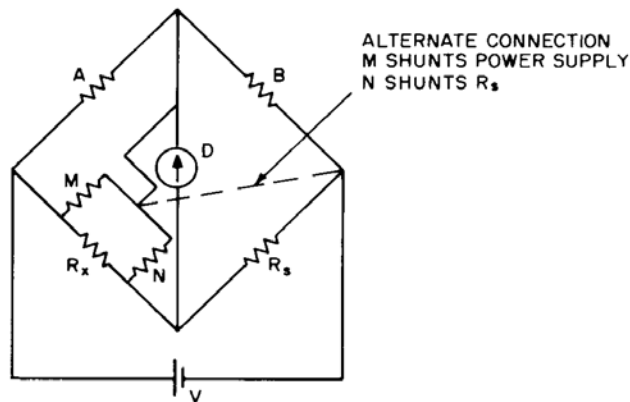
Donde V es el voltaje aplicado al puente y ΔR_x es el error en la medición de R_x . Cuando R_x llega a ser alta, la ecuación 14 se convierte en:

$$V_{oc} = \frac{V \Delta R_x R_s}{(R_x)^2} \quad (15)$$

El puente es poco receptivo a variaciones pequeñas. Esta situación puede ser mejorada mediante el incremento de V y el uso de un muy sensible Detector electrónico. Si en la práctica, es útil para aumentar el valor de R_s , en tal caso, la simplificación de la ecuación 14 no es correcta.

Dado que resistencias de alto valor tienen resistencias de fuga comparables a sus propios valores, la vigilancia debe ser empleada como se muestra en la figura 5. La resistencia de la fuga (M) está en paralelo con el relativo valor bajo de la relación del brazo (A), mientras que la resistencia de fuga (N) está en paralelo con en el detector (D). Otros circuitos de puentes especializados se utilizan en ocasiones para mediciones de alta resistencia.

Figura 5. Puente Alta Resistencia (Modificado Wheatstone)



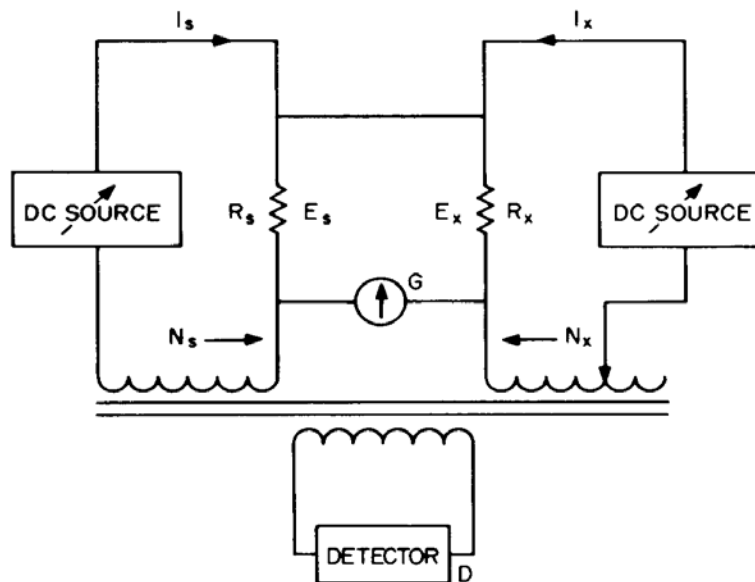
Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p. 6.

- **Comparador de corriente (Kusters y MacMartin).** Este dispositivo se utiliza principalmente en los laboratorios para la medición de resistencias de alta precisión. Como se muestra en la figura 6, esta opera con el principio de equilibrio de la relación de dos corrientes directas hasta que la caída del voltaje, como indica un galvanómetro (G), están en igual cruce la desconocida y conocida resistencia estándar. La medición se realiza por medio de un transformador. Cuando los amperio-vueltas impuestos sobre el núcleo magnético por los dos devanados son iguales y opuestos, el flujo en el núcleo es cero. En la condición de flujo cero, como se indica por el detector (D), la resistencia desconocida es dada por

$$R_x = \frac{N_x}{N_s} R_s \quad (16)$$

La Figura 6 muestra este circuito en su forma más simple. Puentes de alta precisión de este tipo suelen tener complicaciones adicionales, incluidos los complejos circuitos magnéticos.

Figura 6. Comparador de corriente Kusters y MacMartin



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p. 7.

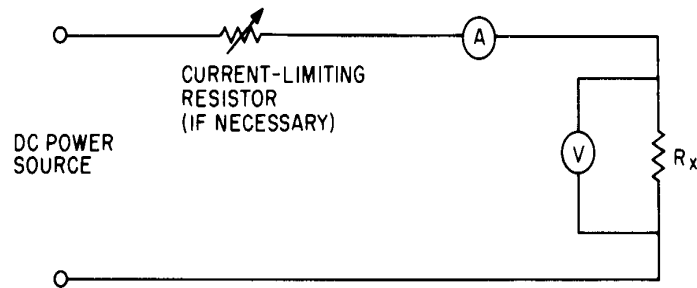
2.1.2 Métodos de lectura directa

- **Método Voltímetro-Amperímetro (Caída de Potencial).** Los circuitos básicos y las operaciones de este método se muestra en la Figuras 7 y 8. La siguiente ecuación se utiliza para medir con el circuito que se muestra en la Figura 7 (página siguiente):

$$R_x = \frac{V}{I - \frac{V}{R_v}} \quad (17)$$

Donde V es la lectura del voltímetro, I es la lectura del amperímetro, y Rv es la resistencia interna del voltímetro.

Figura 7. Medición Voltímetro- Amperímetro para Resistencias de Bajo Valor



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p. 7.

La ecuación utilizada para medir con el circuito que se muestra en la Fig 8 es la siguiente:

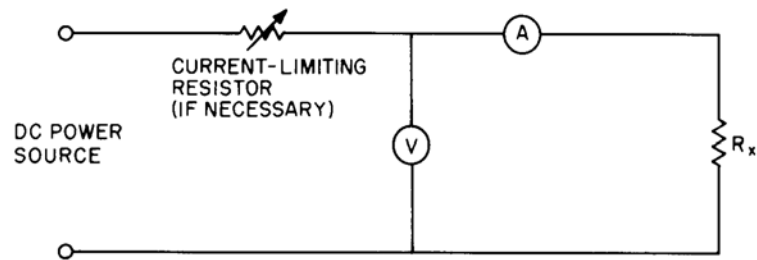
$$R_x = \frac{V - IR_a}{I} \quad (18)$$

Donde la nomenclatura es la misma que la utilizada en la ecuación 17, y donde Ra es la resistencia del amperímetro.

La figura 7 muestra el circuito preferido para resistencias de bajo valor, mientras que el circuito que se muestra en la Figura 8 es preferido para las resistencias de

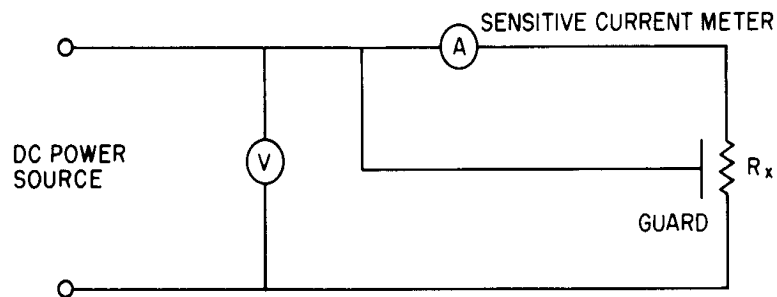
alto valor. Cualquiera de los circuitos puede utilizarse para resistencias de valor intermedio. Dependiendo de la precisión deseada, la corrección de términos (a causa de R_v y R_a) suelen ser olvidadas. Para resistencias de bajo valor, la R_x puede ser un dispositivo de cuatro terminales y el voltímetro puede ser un milivoltímetro utilizado con conductores calibrados. Para resistencias de alto valor, el amperímetro puede ser un microamperímetro o un instrumento más sensible, como un electrómetro electrónico

Figura 8. Medición Voltímetro- Amperímetro para Resistencias Valor Medio



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p. 8.

Figura 9. Medición Voltímetro- Amperímetro para Resistencias Valor Alto



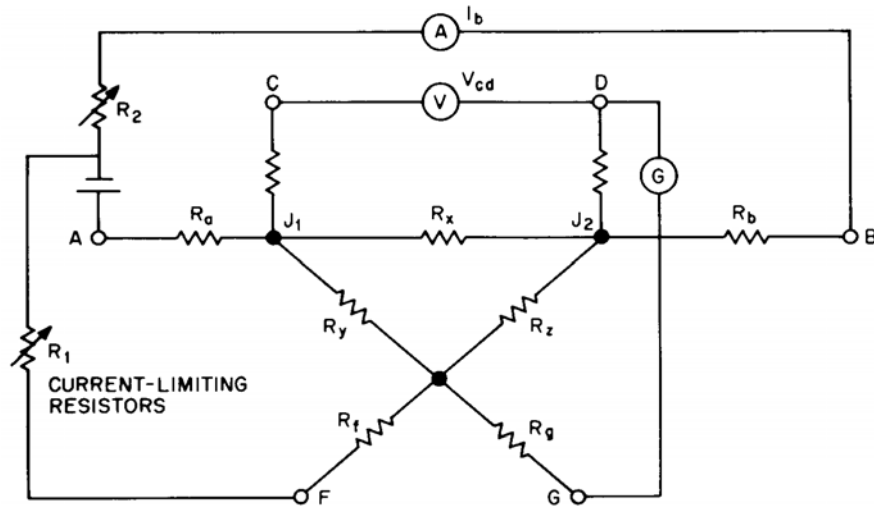
Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p. 8.

- **Método Voltímetro- Amperímetro modificado para la Medición de Resistencias de Seis-Terminales.** El circuito para este método se muestra en la Figura 10. El Reóstato R_1 es ajustado hasta que el galvanómetro (G) indica nulo.

R2 se ajusta para obtener la corriente deseada en la resistencia desconocida (Rx). Por estas condiciones,

$$R_x = \frac{V_{cd}}{I_b} \quad (19)$$

Figura 10. Método Voltímetro- Amperímetro modificado (Resistencia Seis terminales)



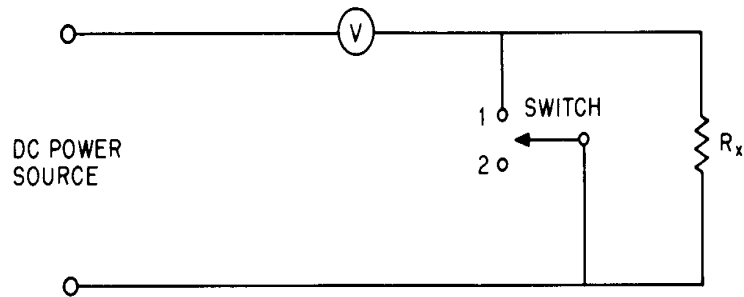
Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p. 9.

- **Método Voltímetro.** El circuito que se utiliza en este método se muestra en la Fig 11. El método voltímetro permite que tanto voltaje y corriente sean medidos por un solo instrumento. Dos lecturas son tomadas: con el interruptor (S) en la posición uno, se mide la tensión de alimentación (V1); con el interruptor en la posición dos, se mide V2. Rx está dado por la siguiente ecuación:

$$R_x = \frac{V_1 - V_2}{V_2} R_v \quad (20)$$

Donde Rv es la resistencia interna del voltímetro.

Figura 11. Método Voltímetro de Medición de Resistencia



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p. 9.

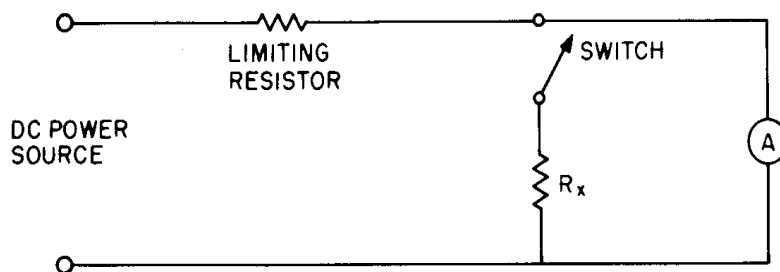
- **Método Amperímetro.** Para resistencias de bajo valor el método amperímetro es más adecuado que el método voltímetro. El circuito básico se da en la figura 12. Una lectura del amperímetro (I_1) se toma con el interruptor abierto. El interruptor (S) entonces es cerrado y se hace la lectura (I_2).

Para grandes valores de la resistencia de limitación (que dan esencialmente una fuente de corriente constante), R_x está dado por la siguiente ecuación:

$$R_x = \frac{I_2 R_a}{I_1 - I_2} \quad (21)$$

Donde R_a es la resistencia del amperímetro.

Figura 12. Método Amperímetro de Medición de Resistencia



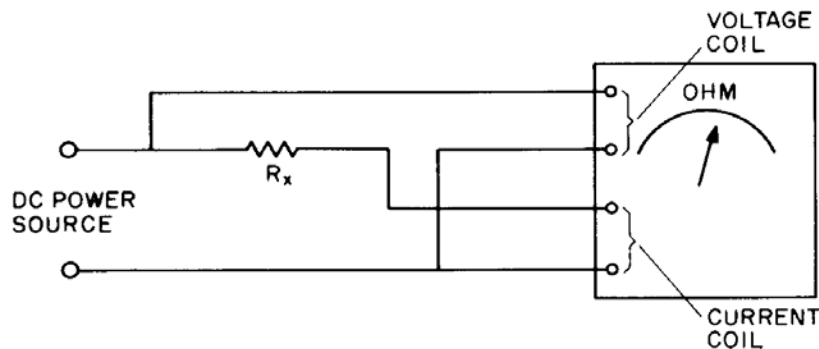
Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p. 10.

- **Dispositivos de Relación**

✓ **Tipo bobina-cruzada.** Varios movimientos en medidores están disponibles indicando la relación de dos corrientes. La mayoría incorpora un arreglo de dos bobinas en movimiento de forma que la deflexión en el medidor es proporcional a la relación entre la tensión y la corriente aplicada a una resistencia desconocida. Estos dispositivos pueden ser alimentados por fuentes externas o internas, y pueden ser calibrados para indicar directamente la resistencia desconocida. El circuito básico se muestra en la figura 13.

Aunque esos instrumentos dan lecturas con amplios rangos, independientemente de la fuente de voltaje, fuentes de voltaje constante son frecuentemente utilizadas para evitar los efectos de la corriente de carga cuando la resistencia de los cables eléctricos o de otro tipo de espécimen capacitivo. Los instrumentos de este tipo están disponibles para medir un amplio rango de resistencias y se pueden construir con las disposiciones para seguridad y para medición de resistencias de cuatro terminales.

Figura 13. Relación óhmetro Tipo bobina-cruzada

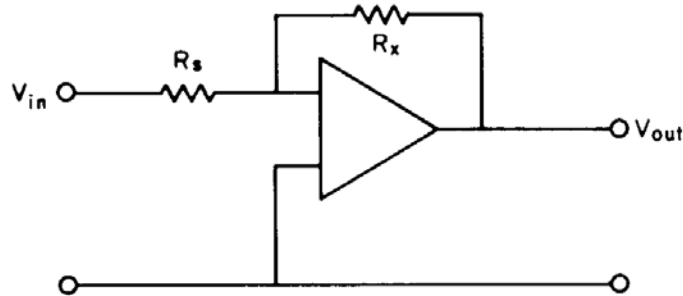


Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p.10.

✓ **Tipo amplificador operacional.** La resistencia se puede medir por medio de un amplificador operacional y un voltímetro de corriente directa. Existe una amplia literatura que describe las técnicas del amplificador operacional en detalle. La figura 14 muestra un típico circuito.

$$V_{out} = \frac{R_x}{R_s} V_{in} \quad \text{y} \quad R_x = V_{out} \frac{R_s}{V_{in}} \quad (22)$$

Figura 14. Amplificador operacional de medición de resistencia



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p.11.

✓ **Doble inclinación, Integración-Tipo medidor relación digital.** En este método, ilustrado en la Figura 15A, una fuente de corriente constante, derivada de una tensión de referencia (V_{ref}), produce una corriente (I) en la resistencia desconocida (R_x). La tensión generada a través de R_x carga el condensador de un circuito integrado [véase la Fig 15B] en un tiempo conocido (T_1) determinado por un oscilador estable produciendo N_1 pulsos de reloj. Al final de este período, el contador que ha estado contando los pulsos se devuelve a cero. El voltaje de referencia se invierte a través de la entrada del circuito de integración, causando que el condensador se descargue.

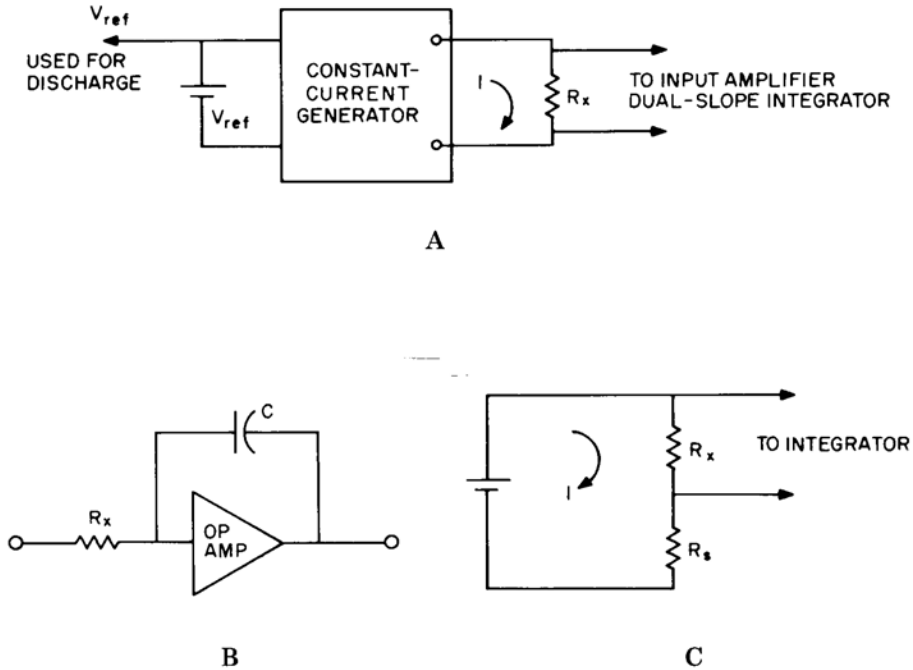
Cuando el condensador está totalmente descargado (tensión de salida cero) en el tiempo T_2 , el contador se detiene y muestra contado en N_2 .

R_x se obtiene de la siguiente ecuación:

$$R_x = \frac{V_{ref}}{I} * \frac{N_2}{N_1} = KN_2 \quad (23)$$

El valor resultante de R_x es independiente de la relación del reloj y la constante de tiempo (RC), del circuito integrado. Esto depende principalmente de V_{ref} y del valor de la resistencia usada para generar la corriente constante (I). El Rango cambia al hacer variar la corriente, ya sea manual o automáticamente.

Figura 15. Doble inclinación, Integración-Tipo medidor digital relación. B- circuito condensador integrado-doble inclinación integradora. C - método de integración alternativa



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p.11.

Otro método consiste en primero cargar el condensador por medio de la caída IR_x en la resistencia desconocida, tal como se muestra en la Fig 15C. Una vez más, esto ocurre en el tiempo T_1 y contando N_1 . El condensador se descarga por la caída IR_s en la resistencia estándar en el tiempo T_2 y contando N_2 . Por esta condición,

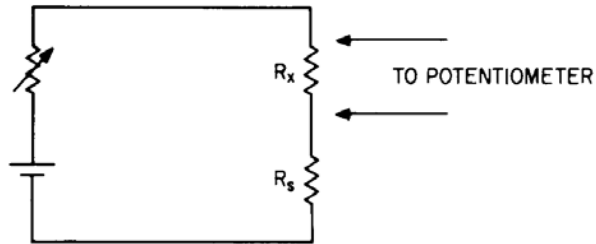
$$R_x = \frac{R_s N_2}{N_1} = K N_2 \quad (24)$$

Así, la medición sólo depende de la resistencia estándar (R_s). El Rango que cambia es reproducido manual o automáticamente por el cambio de R_s . Este método requiere o bien un suministro de Potencia aislado o aisladas entradas para ambos IR_x y IR_s .

- **Comparadores.** Para muchos fines, desconocidas resistencias se comparan con resistencias estándar por un circuito de comparación.

✓ **Comparación Directa- método usando un resistor estándar y Potenciómetro.** En este método, la resistencia desconocida, la resistencia estándar, y una fuente de corriente están conectadas en serie, como se muestra en la figura 16, y un potenciómetro se utiliza para medir la caída de tensión a través de cada resistor.

Figura 16. Potenciómetro de medición



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p.12.

La desconocida resistencia (R_x) está dada por la siguiente ecuación:

$$R_x = \frac{V_x}{V_s} R_s \quad (25)$$

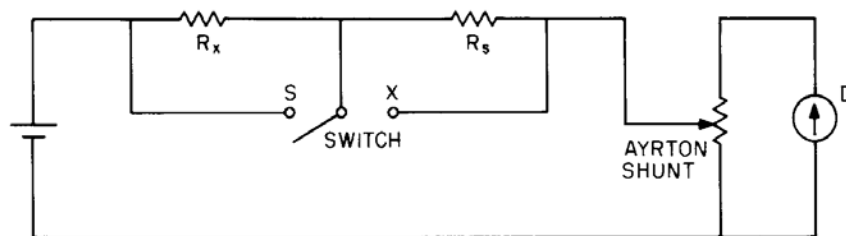
Donde V_x es el voltaje que se mide a través de R_x y V_s es el voltaje medido a través de R_s . Es esencial que la corriente permanezca constante durante las dos mediciones.

✓ **Método Deflexión-Directa.** Es una modificación del método de comparación directa ha sido utilizada para medir resistencias de alta tensión. El circuito básico se muestra en la figura 17. Para este circuito,

$$R_x = \frac{M_s D_s}{M_x D_x} R_s \quad (26)$$

Donde M es el valor multiplicador de la derivación para cada posición, y D es la lectura del detector para cada posición. El galvanómetro y la combinación paralela pueden ser sustituidos por un electrómetro electrónico.

Figura 17. Método Directo Deflexión



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p.12.

- **Óhmetro.** Los óhmetros son dispositivos autónomos que muestran las lecturas de la resistencia directamente en ohmios. Las básicas ecuaciones de calibración son las siguientes.

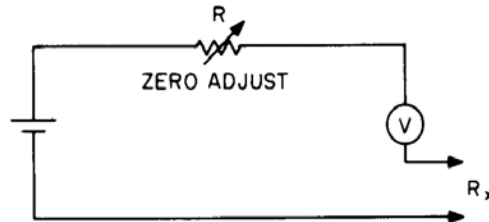
✓ **Simple óhmetro.** En este instrumento, el voltímetro está alimentado por baterías propias. El circuito básico se muestra en la figura 18. La lectura inicial (V1) es llevada al máximo de la escala por el cortocircuito en R_x y el ajuste de R. La resistencia desconocida se inserta en serie con la combinación de la batería del medidor. En lugar de la lectura V2, la escala está calibrada directamente en ohmios, a fin de que

$$R_x = \frac{1-m}{m} R_v \quad (27)$$

Donde m es la fracción de escala indicada en el medidor y R_v es la resistencia del voltímetro. R_v se asume mucho mayor que R_x .

La lectura de la media escala es la resistencia del voltímetro. El rango del óhmetro se cambia al modificar las resistencias del medidor y los voltajes de las baterías. Diversas modificaciones del circuito se utilizan para contrarrestar los efectos del envejecimiento de la batería.

Figura 18. Simple óhmetro



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p.13.

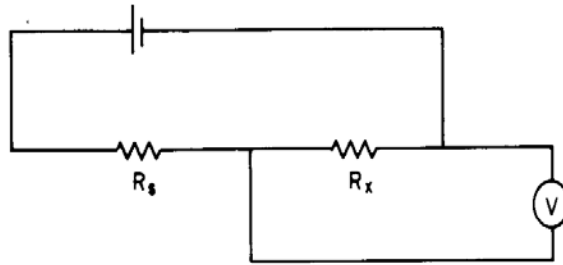
✓ **Método modificado de comparación.** El simple óhmetro tiene dos inconvenientes: su escala es no lineal y las lecturas son de derecha a izquierda. El circuito que se muestra en la Figura 19 elude este último problema. En este caso,

$$R_x = \frac{m}{1-m} R_s \quad (28)$$

Donde m es la fracción de escala leída del medidor.

La impedancia del voltímetro (V) debe ser muy alta en comparación con el valor de R_x y en la práctica puede ser un tipo electrónico seleccionado para la alta impedancia de entrada. El voltímetro electrónico leerá la máxima escala cuando R_x es infinito (es decir, desconectado). Rangos se cambian al variar el valor de R_s .

Figura 19. Modificada Comparación tipo óhmetro



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p.13.

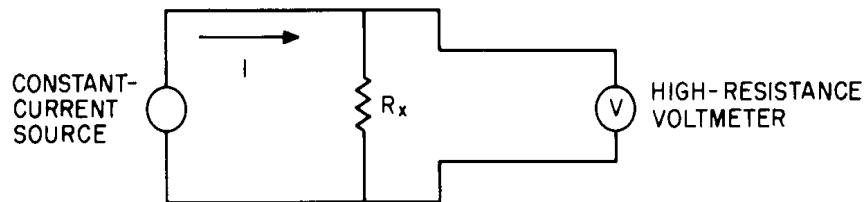
✓ **Fuente de corriente constante.** Una modificación de la figura 19 utiliza una fuente de corriente constante, como se muestra en la figura 20. Al igual que en el circuito anterior (ver Figura 19), el voltímetro debe ser de mucho mayor valor de impedancia que R_x a medir. Para este caso,

$$R_x = \frac{V}{I} = KV \quad (29)$$

Donde K es una constante.

En este instrumento ha escalas lineales. Los rangos se cambian por la variación del suministro de la fuente de corriente constante. Voltímetros usando circuitos electrónicos o métodos de potenciómetros de equilibrio nulo son especialmente adecuados y pueden ser adaptados a la lectura digital directa.

Figura 20. Óhmetro fuente de corriente constante



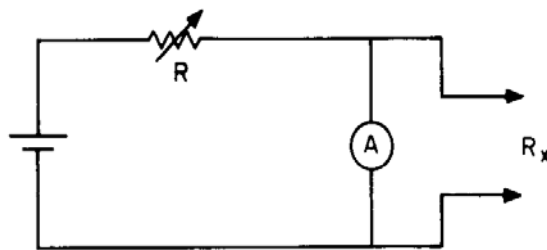
Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p.14.

✓ **Amperímetro.** Este método es adecuado para la medición de resistencias de bajo valor. El circuito básico se muestra en la figura 21. Con Rx desconectado, R se ajustará de modo que en el medidor se lea el máximo de la escala. La lectura se toma con Rx conectado. El valor de Rx está dado por la siguiente ecuación:

$$R_x = \frac{mR_a}{1-m} \quad (30)$$

Donde Ra es la resistencia del amperímetro y m es la fracción de escala que indica el medidor. Los rangos se cambian por la variación de la máxima escala de la corriente y la resistencia del amperímetro.

Figura 21. Amperímetro tipo óhmetro baja resistencia



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p.14.

- **Otros métodos**

✓ **Método Pérdida de carga.** En este método, utilizado para resistencias de muy alto valor, un condensador es cargado primero. Es entonces descargado a través de la desconocida resistencia de alto valor. Después de un período de tiempo medido, la carga restante en el condensador se mide por un galvanómetro balístico o medidor de carga. El circuito básico se muestra en la figura 22. La carga restante en el condensador (C) está dada por la siguiente ecuación:

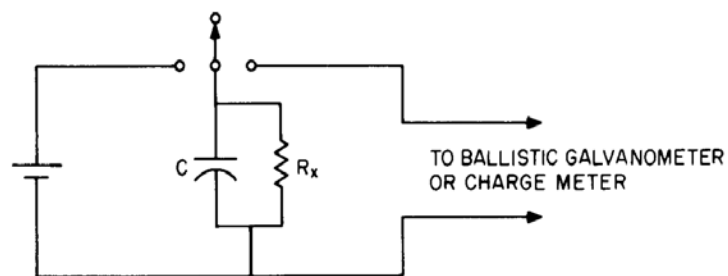
$$Q = Q_o \exp\left(\frac{-t}{R_x C}\right) \quad (31)$$

Donde Q_0 es la carga inicial y la C es el valor de la capacitancia. Teniendo el logaritmo de la ecuación 31,

$$\log Q = \log Q_0 - \frac{0.4343t}{R_x C} \quad (32)$$

Por lo tanto, si $\log Q$ se enfrenta a t , la pendiente negativa es igual a $0,4343 R_x C$, y R_x se pueden encontrar.

Figura 22. Método Pérdida de Carga óhmetro.



Fuente: INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos: IEEE, 1978. p.15.

3. RELACION DE LA RESISTENCIA CON LA TEMPERATURA

La resistencia constituye la propiedad más característica de un conductor desde el punto de vista eléctrico y su valor depende, sobre todo, de la naturaleza, pureza y tratamiento térmico del material y de la temperatura de funcionamiento. El valor de la resistencia influye técnicamente sobre las caídas de tensión y sobre las pérdidas y, por esto último, sobre el calentamiento de la máquina, la eficiencia y el rendimiento económico de las mismas.

Al aumentar la temperatura, la resistencia en conductores de cobre, aluminio y otros metales aumenta. Se consiguen ciertas aleaciones a base de cobre y níquel, con la adición o sin ella de otras sustancias (manganeso por ejemplo), cuya resistencia es prácticamente independiente de la temperatura. El carbono y sus derivados, grafito, electrografito, que constituyen materiales de contacto y para escobillas presentan el fenómeno inverso, y lo mismo casi todos los productos semiconductores y aislantes en estado seco: su resistencia disminuye al aumentar la temperatura; entre ellos se destacan algunas sustancias cerámicas cuya propiedad en este orden se utiliza a veces para compensar el incremento de resistencia en bobinados de cobre.

Se ha comprobado experimentalmente que el incremento de resistencia que experimenta el cobre o el aluminio por cada grado de aumento de su temperatura es una constante para el material, independiente de la calidad del metal, de la resistencia inicial del mismo y la temperatura previa.

De acuerdo al párrafo anterior, esto nos lleva al estudio de las recomendaciones expuestas en las normas IEEE 118, IEEE 112-2004 y NTC 2805.

En la norma IEEE 118 para la medición de la resistencia, en el capítulo cinco, se mencionan las aplicaciones de la medición de la resistencia de un bobinado, para determinar la temperatura media de éste. Relaciona un método de comparación, es decir, medir la resistencia del devanado en que se desconoce la temperatura y comparar este valor con la resistencia a una temperatura conocida, como se indica a continuación:

3.1 MEDICIÓN DE LA TEMPERATURA POR CAMBIO EN LA RESISTENCIA

Un método comúnmente utilizado para determinar la temperatura media de un devanado es medir la resistencia del devanado con la temperatura desconocida y comparar este valor con la resistencia a una temperatura conocida. La temperatura media del devanado puede ser calculada por la ecuación:

$$t - t_1 = \left(\frac{R_t}{R_1 - 1} \right) t_1 + C \quad (33)$$

Donde t es la temperatura desconocida en grados Celsius, t_1 es la temperatura conocida en grados Celsius, R_t es la resistencia medida en t , R_1 es la resistencia conocida en t_1 , y la C es la constante de temperatura que depende del material.

Las constantes $C = 234,5$ para el cobre y el $C = 224,1$ para el aluminio, han sido experimentalmente deducidas para categorías comerciales de conductores recocidos de cobre y aluminio de alta pureza. Determinada experimentalmente la relación lineal entre la resistencia y la temperatura de más de una gama de muestras considerables, las temperaturas deducidas para resistencia cero son $[-234,5 \text{ } ^\circ\text{C}$ de (cobre) y $-224,1 \text{ } ^\circ\text{C}$ de (aluminio)].

Procesos matemáticos permiten expresar la ecuación (33) como:

$$\frac{t + C}{t_1 + C} = \frac{R}{R_1} \quad (34)$$

Las mediciones de la resistencia suelen hacerse a temperatura ambiente. Por diversas razones, tales como el cálculo de la pérdida de eficiencia, el valor de la resistencia requerida debe ser el valor correspondiente a una determinada temperatura. Para convertir el valor de resistencia medida al el valor exigido, la relación descrita en (34) puede ser reorganizada de la siguiente forma:

$$R_t = R_1 \frac{t + C}{t_1 + C} \quad (35)$$

Donde R_t es la resistencia a una determinada temperatura, R_1 es la resistencia a medirse en t_1 , t es la temperatura especificada en grados Celsius, t_1 es la

temperatura en grados Celsius de la resistencia a medir, y la C es la constante de temperatura de cada material.

Cuando la medición de la resistencia de cualquier devanado que es altamente inductivo o de baja resistencia, o ambos, las lecturas se deben retrasar hasta que la corriente de medición ha llegado a un estado estable. El efecto inductor y baja resistencia del devanado puede causar que la constante de tiempo (L / R) llegue a ser muy grande, y la corriente de medición puede aumentar durante varios minutos o incluso horas antes de que el valor de estado de equilibrio se alcance. Lecturas prematuras pueden resultar en graves errores en el cálculo del aumento de temperatura, a pesar de que los errores en la medición de la resistencia pueden ser pequeños.

3.2 ANALISIS DE LA NORMA IEEE 112 – 2004

3.2.1 Procedimiento de prueba IEEE estándar para motores de inducción polifásicos y generadores. En esta norma se dan instrucciones para la realización y la presentación de informes de las pruebas que generalmente son las más aplicables y aceptadas para determinar el rendimiento y las características de los motores de inducción polifásicos y generadores, para nuestra referencia con respecto al proyecto de investigación se han tomado los puntos relacionados a la resistencia y su medición.

- **Medición de la Resistencia.** Se debe seleccionar el instrumento de medición. Referenciado a patrones primarios y de gran exactitud. Se pueden utilizar durante las pruebas ya sea instrumentos análogos (tales como el Puente de Kelvin) o instrumentos digitales.

Los instrumentos deben llevar un registro de calibración, dentro de los 12 meses de la prueba, indicando límites de error no mayores a $\pm 0.2\%$ de plena escala. Cuando se disponga de un sistema automático de adquisición de datos, éste puede ser usado.

Los procedimientos dados en la IEEE Norma 118-1978 y la IEEE Norma 119-1974 deben ser utilizados cuando se realice la medición de la resistencia del devanado del estator (y el devanado del rotor en máquinas con rotor devanado).

- **Medición de la Resistencia del Devanado.** La temperatura promedio de un devanado puede ser determinada mediante la comparación de la resistencia del devanado a la temperatura que va a ser determinada con la resistencia a una temperatura conocida. Este método utiliza la característica del material del

conductor donde, en el intervalo de temperatura de interés, la resistencia del devanado cambia en proporción directa a la temperatura del devanado

Para una máquina trifásica, la pérdida I^2R en el estator, P_{SIR} , en vatios es como se muestra en la ecuación (36).

$$P_{SIR} = 1.5 I^2 R = 3 I^2 R_1 \quad (36)$$

Donde:

I es la corriente medida o calculada por terminal de línea, en amperios (A).

R es la resistencia dc, en ohmios, entre dos terminales de línea cualquiera – corregida a la temperatura apropiada.

R_1 es la resistencia dc por fase, en ohmios.

✓ **Corrección de la Resistencia por la Temperatura.** Algunos de los análisis de las pruebas requieren que la resistencia del devanado sea ajustada o corregida para otra temperatura. Con el valor de la resistencia del devanado, R_a , disponible para una temperatura conocida, t_a , el valor de la resistencia para cualquier otra temperatura, t_b , puede determinarse utilizando la Ecuación (37).

$$R_b = \frac{R_a (t_b + k_1)}{t_a + k_1} \quad (37)$$

Donde:

R_a es el valor conocido de la resistencia del devanado, en ohmios, a una temperatura t_a .

t_a es la temperatura, en °C, del devanado cuando se midió la resistencia R_a .

t_b es la temperatura, en °C, para la cual debe ser corregida la resistencia.

R_b es la resistencia del devanado, en ohmios, corregida para la temperatura t_b .

k_1 es 234.5 para el 100% de conductividad en el cobre IACS, o 225 para el aluminio, para una conductividad del 62%.

Para otros materiales del devanado, se debe usar un valor adecuado de k_1 (temperatura inferida para resistencia cero).

Cuando un valor de la resistencia del devanado sea calculado para una temperatura diferente, t_a y t_b deben estar basados en el mismo método de medición. Cuando cualquier pérdida I^2R en el devanado sea determinada para una temperatura, los cálculos deben usar un valor de resistencia en el devanado que se base en el devanado que esté a una temperatura promedio (o uniforme).

La temperatura especificada, la temperatura en el momento de parada (medida mediante resistencia), y la temperatura cuando se obtiene la resistencia en frío son todas temperaturas promedio. Es posible que no se obtengan lecturas de temperatura promedio durante algunas pruebas (tal como durante una prueba de carga) y podrían ser necesarios procedimientos especiales para evaluar la temperatura promedio del devanado utilizando lecturas de un detector local.

3.3 ANALISIS DE LA NORMA NTC 2805

3.3.1 Máquinas Eléctricas Rotatorias, Características Nominales y de Funcionamiento. En la presente norma se explican características de las máquinas eléctricas rotatorias presentes en el régimen nominal, en las condiciones de funcionamiento en sitio, en las condiciones eléctricas de funcionamiento, en las características térmicas de funcionamiento y ensayos térmicos, entre otros. Para nuestra referencia con respecto al proyecto de investigación se han tomado los puntos relacionados con la resistencia y su medición.

3.3.2 Características Térmicas de Funcionamiento y Ensayos Térmicos en las máquinas. El aumento de la temperatura de un elemento de la maquina, $\Delta\theta$, es la diferencia entre la temperatura de ese elemento, medida por el método apropiado y la temperatura del refrigerante.

- **Métodos de Medición de la Temperatura**

- ✓ **Método por Variación de la Resistencia.** Este método consiste en determinar el aumento de temperatura de los devanados a partir del aumento de su resistencia.

- ✓ **Detectores Internos de Temperatura (ETD).** En este método se utilizan sensores de temperatura interior de la máquina, tales como termocuplas acopladas en el devanado y en el sistema de refrigeración.

- ✓ **Termómetro**

- **Selección del Método.** Para devanados estáticos de maquinas de c.a. de potencia nominal mayor o igual a 5000 KW (o KVA), se debe aplicar el método por detectores internos de temperatura (ETD).

Para devanados estatóricos de maquinas de c.a. de potencia nominal menor a 5000 KW (ó KVA) pero superior a 200 KW (ó KVA), se debe aplicar bien sea el método de la resistencia, o el método detectores internos de temperatura (ETD).

Para devanados estatóricos de maquinas de c.a. de potencia nominal menor o igual a 200 KW (ó KVA), se debe aplicar bien sea el método de la resistencia por medida directa, o el método de superposición.

Para máquinas de potencial nominal inferior o igual a 600 W (ó VA), el aumento de temperatura se puede determinar por medio de termómetros.

Se debe utilizar uno de los siguientes métodos:

✓ **Medición directa:** Al comienzo y al final del ensayo, usando un instrumento que tenga un rango apropiado.

✓ **Medición en corriente continua de corriente y de tensión:** Para devanados de corriente continua: midiendo la corriente en el devanado y la tensión en sus terminales, utilizando instrumentos con rangos apropiados. Para devanados de corriente alterna: inyectando corriente continua en el devanado cuando esté desenergizado.

✓ **Método por superposición:** Sin interrupción de la corriente alterna de carga, superponiendo a la corriente de carga una corriente continua de medida de baja intensidad.

• **Cálculos.** El aumento de la temperatura $\theta_2 - \theta_a$, se puede obtener mediante la ecuación:

$$\frac{\theta_2 + k}{\theta_1 + k} = \frac{R_2}{R_1} \quad (38)$$

Donde:

θ_1 = es la temperatura (°C) del devanado (frio) al momento de medir la resistencia inicial.

θ_2 = es la temperatura (°C) del devanado al final del ensayo.

θ_a = es la temperatura (°C) del refrigerante al final del ensayo térmico.

R_1 = es la resistencia del devanado a la temperatura θ_1 (frio).

R_2 = es la resistencia del devanado al final del ensayo térmico.

K = es el reciproco del coeficiente de temperatura de la resistencia a 0°C del material conductor.

Para cobre $k = 235$, para aluminio $k = 225$.

En la práctica, se puede calcular el aumento de temperatura mediante la siguiente fórmula equivalente:

$$\theta_2 - \theta_a = \frac{R_2 - R_1}{R_1} (k + \theta_1) + \theta_1 - \theta_a \quad (38)$$

Respecto al análisis de las dos normas anteriores, ambas utilizan los procedimientos recomendados por la IEEE 188. El valor de la resistencia influye en las caídas de tensión, las pérdidas, el calentamiento y la eficiencia de la máquina.

Por tal motivo éste parámetro es de gran importancia en este trabajo de grado. En resumen, la norma IEEE 112-2004 recomienda el uso de instrumentos de medida de gran exactitud, para determinar por comparación, la temperatura promedio de un devanado, teniendo un valor de resistencia a una temperatura conocida. También se debe tener en cuenta la compensación de temperatura para la máquina en vacío y en el momento de parada.

En la norma NTC 2805 se determina el aumento de temperatura de los devanados a partir del aumento de su resistencia. Se recomiendan el uso de sensores internos de temperatura, termómetros, inyección de corriente continua en el devanado y determinando la resistencia por ley de ohm, y finalmente el método de superposición, es decir, la inyección de una pequeña corriente dc con el motor en operación, el cual es el objetivo principal de desarrollo para este trabajo de grado.

En la norma IEEE 1118 se presentan los métodos de medición de la resistencia eléctrica que se utilizan comúnmente para encontrar las características de máquinas eléctricas. Para procesos normales, en donde se hacen mediciones de resistencias de valor bajo o intermedio, nos recomienda para una mayor exactitud y precisión la utilización del puente de Kelvin, o en casos de requerir menos exactitud el puente Wheatstone, esencialmente estos eliminan en gran porcentaje los efectos de la resistencia del conductor y de contacto, errores en la medición de resistencias de bajo valor. Para mediciones con lectura directa nos indica el método voltímetro-amperímetro, sistema de medición con corriente directa en el cual su exactitud depende de los dispositivos que utilicemos para medir la corriente y la tensión, teniendo en cuenta las resistencias propias de los dispositivos.

En las normas IEEE 112 y NTC 2805, con relación a la resistencia eléctrica de las máquinas, para su medición hace referencia de los métodos y equipos explicados en la norma 118, pero, nos dan procesos para la corrección del valor

de la resistencia de un elemento de la maquina a causa de su funcionamiento, utilizando la relación lineal que existe entre la temperatura y la resistencia en los materiales que constituyen la maquina. Así, se puede deducir la resistencia conociendo la temperatura o la temperatura conociendo la resistencia.

3.4 RELACIÓN DE LA RESISTENCIA DEL ESTATOR CON LA TEMPERATURA

La resistencia del devanado del estator está relacionada directamente con la temperatura. En la industria se tienen instrumentos para estimar la temperatura basada en modelos térmicos con microprocesadores para complementar los defectos de los relés de sobrecarga tradicionales; éstos brindan una mayor flexibilidad y exactitud; sin embargo, éstos no pueden responder a los cambios en las características térmicas del motor. Los parámetros del modelo térmico cambian significativamente en situaciones de refrigeración anormal tales como un ventilador dañado, obstrucciones en la carcasa del motor, u orificios o ductos de enfriamiento bloqueados. Por lo tanto, una estimación de la temperatura que se base en un modelo térmico fijo no puede responder a un incremento de temperatura en estas situaciones, dando como resultado una rápida falla del motor.

La temperatura del estator también puede estimarse con base en un estimado de la resistencia del estator (R_s) utilizando:

$$T_s = \frac{T_{so} + (R_s - R_{so})}{\alpha R_{so}} \quad (38)$$

Donde T_{so} y R_{so} representan T_s y R_s para una temperatura de referencia, y α es el coeficiente de temperatura de resistividad ($1/^\circ\text{C}$). Como se puede ver en (38), la resistencia es una medida directa de la temperatura ya que la variación de R_s es proporcionalmente lineal a la variación de T_s ; por consiguiente, un monitoreo de T_s basándose en R_s puede suministrar un estimado exacto de T_s que es capaz de responder a los cambios en las características térmicas del motor. La mayoría de los esquemas para la estimación de R_s propuestos en la literatura tienen la intención de mejorar el comportamiento de la orientación del campo o la exactitud de la estimación de la velocidad en un intervalo de baja velocidad para aplicaciones de accionamiento de otras máquinas. Ya que los métodos propuestos están destinados a la estimación de R_s en un intervalo de baja velocidad para máquinas alimentadas mediante inversores, estos no pueden ser usados para monitoreo térmico de máquinas de inducción conectadas a la línea.

En otros métodos, R_s se calcula utilizando el estimado de la resistencia del rotor (R_r) asumiendo que la relación entre R_s y R_r es constante. El estimado de R_s que se obtiene de esta forma no es un indicador directo de la temperatura del estator puesto que R_r es una función de la frecuencia del rotor (efecto pelicular) así como de la temperatura. Las referencias [1] – [2] proponen métodos de inyección DC para máquinas de inducción de arranque suave y conectadas a la línea para un monitoreo de temperatura basado en R_s . La referencia [4] también presenta un esquema para la estimación de R_s con base en una inyección DC para máquinas alimentadas por inversores. Los problemas de los circuitos propuestos para inyectar una polarización DC en máquinas conectadas a la línea en referencias [4] y [5] son la disipación de potencia en el circuito y la continua pulsación del par de torsión causada por una inyección de DC continua. En la referencia [4], un esquema para la estimación de R_s basado en un modelo dinámico de un motor de inducción es propuesto para protección térmica; sin embargo, se muestra que el estimado de R_s sufre debido a la sensibilidad de los parámetros de la máquina.

3.5 MÉTODOS PARA ESTIMAR LA RESISTENCIA DEL ESTATOR EN LINEA

Hay varios modelos de la máquina de inducción que pueden utilizarse para la estimación de R_s : el modelo dinámico (modelo de secuencia positiva en estado estable) [4] , [5], los modelos de secuencia negativa y cero , [5], y el modelo DC [6]. [4] – [7]. En esta sección se resume una evaluación del uso de varios modelos para un monitoreo térmico basado en R_s de máquinas de inducción conectadas a la línea [5].

3.5.1 Estimación de R_s con Base en el Modelo de una Máquina de Inducción (Dinámico). El modelo de una máquina de inducción puede ser utilizado para estimar R_s en una forma no invasiva; sin embargo, se ha observado en muchas publicaciones que R_s es estimado con una menor exactitud cuando se utiliza el modelo de una máquina de inducción.

La razón de este fenómeno puede explicarse de la siguiente forma:

La ecuación de voltaje en el estator (39) debe ser incorporada en cada esquema para la estimación de R_s que esté basado en el modelo de la máquina de inducción puesto que es la única ecuación que incluye R_s

$$v_{qds} = R_s i_{qds} + p \lambda_{qds} \quad (39)$$

El voltaje del estator, la corriente, y los vectores de acoplamiento inductivo se denotan como v_{qds} , i_{qds} , y λ_{qds} , respectivamente. Mientras la frecuencia eléctrica de entrada (ω_e) de la máquina se incrementa, el término $R_s i_{qds}$ se vuelve relativamente pequeño si se le compara con los términos v_{qds} y $p\lambda_{qds}$ en (39). Por lo tanto, la estimación de R_s se vuelve sensible a errores en los términos v_{qds} y $p\lambda_{qds}$ mientras ω_e se incrementa. Puesto que es difícil medir el acoplamiento inductivo, λ_{qds} es generalmente estimado, y esto requiere que se conozcan todos los parámetros eléctricos del motor además de las mediciones de v_{qds} e i_{qds} . Esto hace que la estimación de R_s sea muy sensible a errores en los parámetros y variables del motor (medidas o estimadas), especialmente en el intervalo de alta velocidad.

Para máquinas en operación, es muy difícil estimar R_s a partir del modelo ya que el término $R_s i_{qds}$ es despreciable al compararse con los términos v_{qds} y $p\lambda_{qds}$. Para una operación a baja velocidad, el término $R_s i_{qds}$ es comparable con los términos v_{qds} y $p\lambda_{qds}$; por consiguiente, la estimación de R_s se vuelve menos sensible a errores en los parámetros y variables del motor. Un excelente estimado de R_s que es insensible a las incertidumbres del motor se puede obtener en el intervalo de baja velocidad.

Se muestra en [4] y [5] que se puede obtener un estimado exacto de R_s si se conocen con exactitud los parámetros del motor, siendo las mediciones precisas. Sin embargo, la sensibilidad de parámetros inherente de la estimación de R_s basada en el modelo dinámico de la máquina de inducción durante operación a alta velocidad es la limitante al momento de usar una estimación de R_s que se base en un modelo para el monitoreo de T_s .

3.5.2 Estimación de R_s con Base en un Modelo de Secuencia Negativa/Cero.

Idealmente, una estimación de R_s con base en un modelo de secuencia negativa es insensible a la variación en el deslizamiento y errores en los parámetros ya que la caída de voltaje en el estator es comparable con el voltaje de entrada en el estator y la fuerza electromotriz (FEM). Una estimación de R_s con base en un modelo de secuencia cero es independiente del deslizamiento y de todos los parámetros del motor. Sin embargo, en ambos casos, pueden encontrarse problemas de singularidad en la estimación de R_s si el correspondiente componente de corriente es pequeño. En el caso de la secuencia cero, se requiere el acceso al neutro del devanado del estator para inyectar un componente de corriente de secuencia cero, y los componentes de secuencia cero y de corriente armónica triple inyectados causan calentamiento del devanado. Aún si los problemas mencionados arriba fueran aceptables, se muestra en [2] que es difícil obtener un estimado confiable de R_s utilizando los modelos debido a la influencia dependiente del deslizamiento, de la asimetría inherente en el motor y la

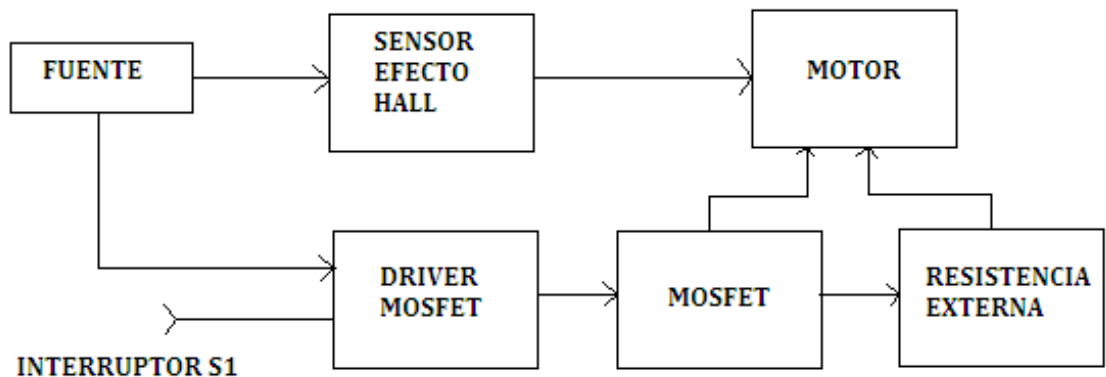
sensibilidad del cálculo del componente de secuencia con respecto a los errores de medición. Por lo tanto, una estimación de R_s con base en modelos de componentes de secuencia no es una aproximación confiable para el monitoreo térmico.

3.5.3 Estimación de R_s con Base en el Modelo DC. La impedancia de una máquina de inducción ante una entrada DC en estado estable es R_s . Por lo tanto, si un voltaje DC pequeño de polarización puede ser superpuesto sobre el voltaje de alimentación del motor para inyectar un componente de corriente DC, R_s puede ser estimado en línea utilizando los componentes DC del voltaje y la corriente medidos. La estimación de R_s con base en un modelo DC es independiente de todos los parámetros del motor, y no está influenciada por la asimetría inherente del motor. Por lo tanto, se concluye en [5] que la estimación de R_s con base en la inyección de una señal DC brinda el estimado más confiable de R_s para el monitoreo térmico. Una desventaja de inyectar una corriente DC de polarización para la estimación de R_s es la pulsación del par de torsión para ω_e .

4. REQUERIMIENTOS DEL CIRCUITO PROPUESTO PARA LA MEDICIÓN DE LA RESISTENCIA DEL ESTATOR EN LINEA

Este trabajo de grado, se enfoca en una estimación de la resistencia estática para determinar la eficiencia de la máquina, el estado y protección térmica para máquinas de inducción pequeñas, puesto que estas están limitadas en su estator y es considerado rentable estimar R_s directamente con la medición de temperatura para máquinas grandes. Se propone una técnica simple para inyectar una pequeña polarización DC en máquinas de inducción conectadas a la línea para lograr una estimación de R_s . Se muestra que el esquema propuesto es capaz de inyectar en forma intermitente una polarización DC controlable con una disipación de potencia muy baja. También se muestra que el esquema propuesto es práctico ya que puede ser implementado con un bajo costo y la pulsación del par de torsión puede mantenerse por debajo de un nivel aceptable y no representa influencia en los armónicos ni distorsión de los niveles de tensión de la máquina. Resultados experimentales en situaciones de arranque del motor, vacío y variación de la carga muestran la efectividad y viabilidad industrial del esquema propuesto.

Figura 23. Diagrama de Bloques del Circuito de Inyección DC propuesto para estimar la resistencia estática de un motor de inducción en operación



En la **figura 23**, se muestra el diagrama de bloques del circuito de inyección dc propuesto para este trabajo de grado.

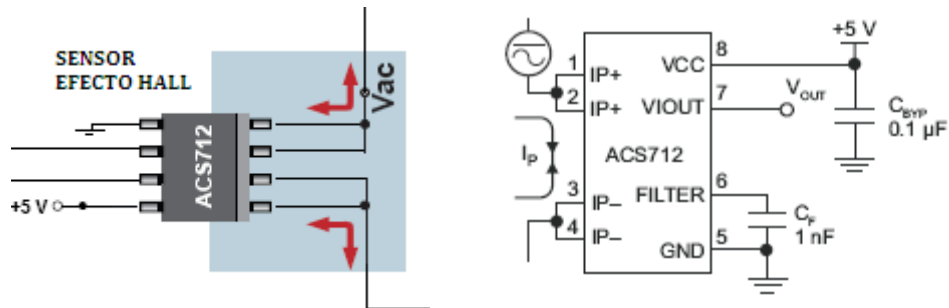
4.1 DESCRIPCIÓN DEL DIAGRAMA DE BLOQUES

4.1.1. Fuente. La fuente está diseñada para suministrar un voltaje de 5 Vdc a 500 mA. Consiste de un puente rectificador, dos condensadores para el filtrado y rizado, y el regulador para 5 Vdc. Se utilizó un adaptador de tensión 110Vac / 12 Vac para la entrada del puente rectificador sin la necesidad de usar transformadores en el circuito.

La fuente soporta el voltaje de alimentación para el sensor de efecto hall y el circuito de disparo para el driver del mosfet.

4.1.2 Sensor de Efecto Hall. El sensor de efecto Hall de montaje superficial ACS712 es utilizado en el circuito para sensar la corriente dc de polarización generada por el mosfet de potencia. Consiste de un circuito sensor hall lineal de bajo offset con una pista interna de conducción de cobre cercana a la superficie del integrado. La corriente aplicada fluye a través de esta pista de cobre generando un campo magnético el cual es sensado por el IC hall integrado y convertido en un voltaje proporcional. La exactitud del integrado es optimizada debido a la proximidad de la señal magnética al transductor hall. La salida tiene una pendiente positiva cuando un flujo de corriente aumenta a través de la pista conductora primaria.

Figura 24. Sensor de Efecto Hall ACS712



La característica fundamental es la baja resistencia interna de la pista conductora de cobre de 1.2 mohms, la cual provee una pérdida de potencia muy baja al igual que una incidencia en la medida de la resistencia estática despreciable. Opera

con corriente AC y DC hasta de 30 A y condiciones de sobrecorriente de 5 veces la corriente nominal.

Provee un aislamiento eléctrico de la parte de control, actuando como un optoaislador.

Figura 25. Estructura interna del Sensor de Efecto Hall

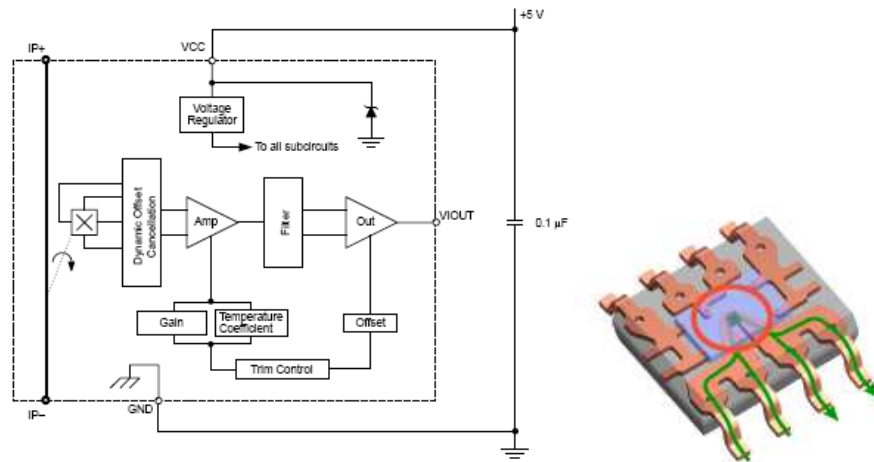
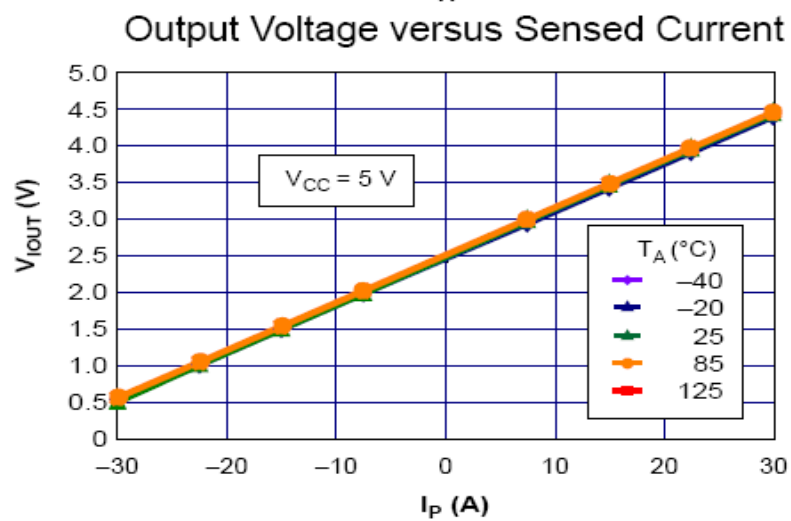


Figura 26. Relación de Voltaje de Salida versus Corriente Sensada



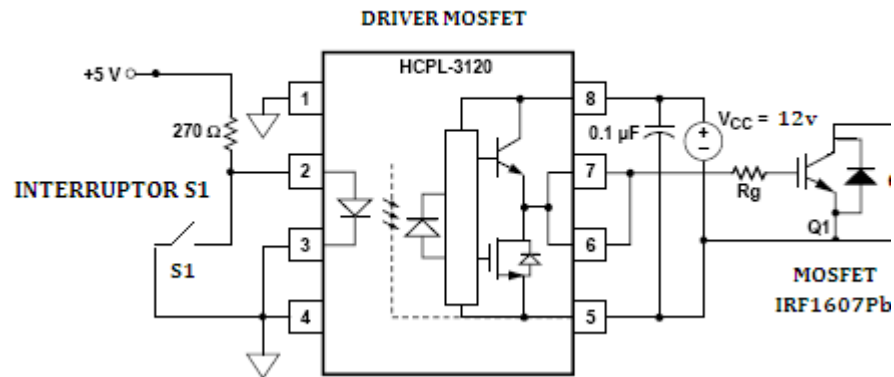
En la figura 26, tenemos la relación lineal de la salida en voltaje respecto a la corriente Sensada en la línea de alimentación del motor. Para determinar el valor de corriente dc inyectada al motor, utilizamos la ecuación de la recta de acuerdo al voltaje de salida medido.

$$Y = 0,66X + 2,5 \quad (40)$$

Este valor de corriente dc medido con el sensor de efecto Hall es utilizado en la estimación de la resistencia estática del motor de inducción.

4.1.3 Driver para Mosfet. El driver para operar el mosfet consiste de un integrado HCPL-3120 con una salida de corriente pico de 2 A. Internamente tiene un diodo led optoacoplador que permite separar la parte de control de la etapa de potencia. Opera con una fuente de 15-30 Vdc.

Figura 27. Diagrama del Driver para el Mosfet de potencia.



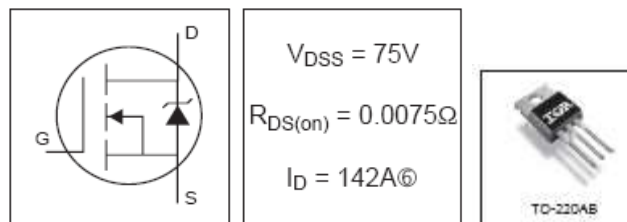
Para el diseño utilizamos un adaptador de voltaje 110 Vac / 18 Vdc y generar la corriente de puerta necesaria para el disparo del Mosfet.

La etapa de control consiste de un interruptor S1 sencillo que polariza el diodo led interno del driver para conmutar la salida a la compuerta del Mosfet.

La resistencia de puerta Rg fue seleccionada de acuerdo a las especificaciones del Mosfet utilizado y su voltaje Vgs.

4.1.4 Mosfet. El mosfet IRF1607PbF utilizado en el circuito de inyección provee la polarización dc necesaria debido a sus características del canal n-p de la compuerta. Actúa como un interruptor en paralelo con la resistencia externa, de tal forma que en su modo de operación permite la inyección controlable de dc al motor. La incidencia a la máquina es mínima debido a su baja resistencia $R_{ds(on)}$ en operación de 0,0075 ohmios.

Figura 28. Especificaciones de V_{ds} , R_{ds} e I_D



Soporta una corriente I_D de 142 A, un voltaje V_{dss} de 75 Vdc, una conmutación rápida y baja disipación de potencia. El disipador utilizado provee protección térmica al Mosfet durante el modo de inyección dc, por debajo de 175 °C.

El mosfet constituye el elemento principal del circuito de polarización dc propuesto.

- **Especificaciones Técnicas del Mosfet**

(Ver figura 29 página siguiente).

Figura 29. Especificaciones del Mosfet

IRF1607PbF

International
IR Rectifier

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	75	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.086	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	0.0058	0.0075	Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 85A$ @
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = 10V, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	79	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 85A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	20	μA	$V_{DS} = 75V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 60V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	200	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-200		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	210	320	nC	$I_D = 85A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	45	68		$V_{DS} = 60V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	73	110		$V_{GS} = 10V$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	22	—	ns	$V_{DD} = 38V$
t_r	Rise Time	—	130	—		$I_D = 85A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	84	—		$R_G = 1.8\Omega$
t_f	Fall Time	—	86	—		$V_{GS} = 10V$ @
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	7750	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	1230	—		$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	310	—		$f = 1.0MHz$, See Fig. 5
C_{oss}	Output Capacitance	—	5770	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 1.0V, f = 1.0MHz$
C_{oss}	Output Capacitance	—	790	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 60V, f = 1.0MHz$
$C_{oss\ eff.}$	Effective Output Capacitance ⑤	—	1420	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 60V$



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	142⑥	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	570		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 85A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	130	200	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 85A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	690	1040	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$)				

Fuente: INTERNATIONAL RECTIFIER. Automotive Mosfer. IRF1607PbF. California, Estados Unidos: Oxford Press, 2004. p. 2.

Figura 30. Formas de Onda del Tiempo de Conmutación

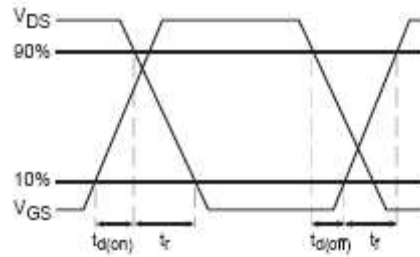
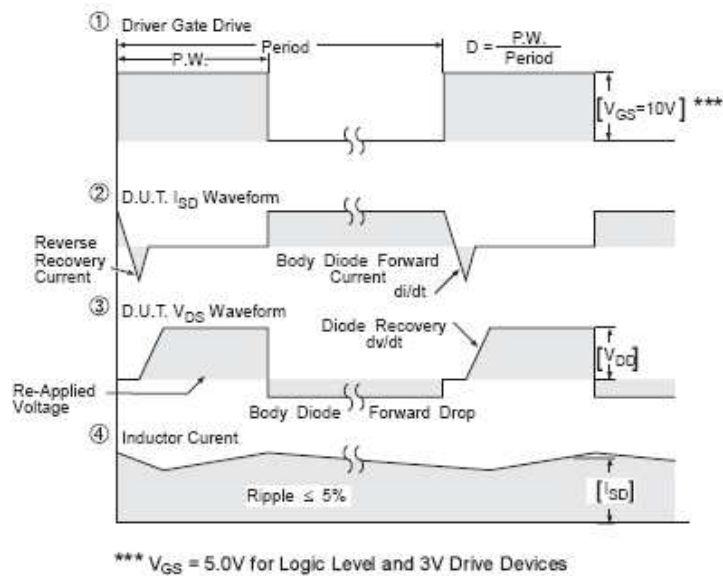


Figura 31. Diagramas de Operación para el Driver de Disparo de la Compuerta V_{GS}



4.1.5 Resistencia Externa. La resistencia externa utilizada en el circuito de inyección dc, es una resistencia de precisión de una potencia de 25 W. La intensidad de la corriente de polarización dc depende del valor de ésta resistencia, además de proveer la tensión V_{ds} de selección del mosfet. La influencia en el par de torsión en la máquina es mínima. Los valores de resistencia utilizados en las pruebas experimentales son de 0,1 ohms, 0,22 ohms y 0,33 ohms, siendo la resistencia de mayor valor la que suministra un estimado más exacto de las mediciones de inyección dc.

Figura 32. Resistencia Externa de Precisión



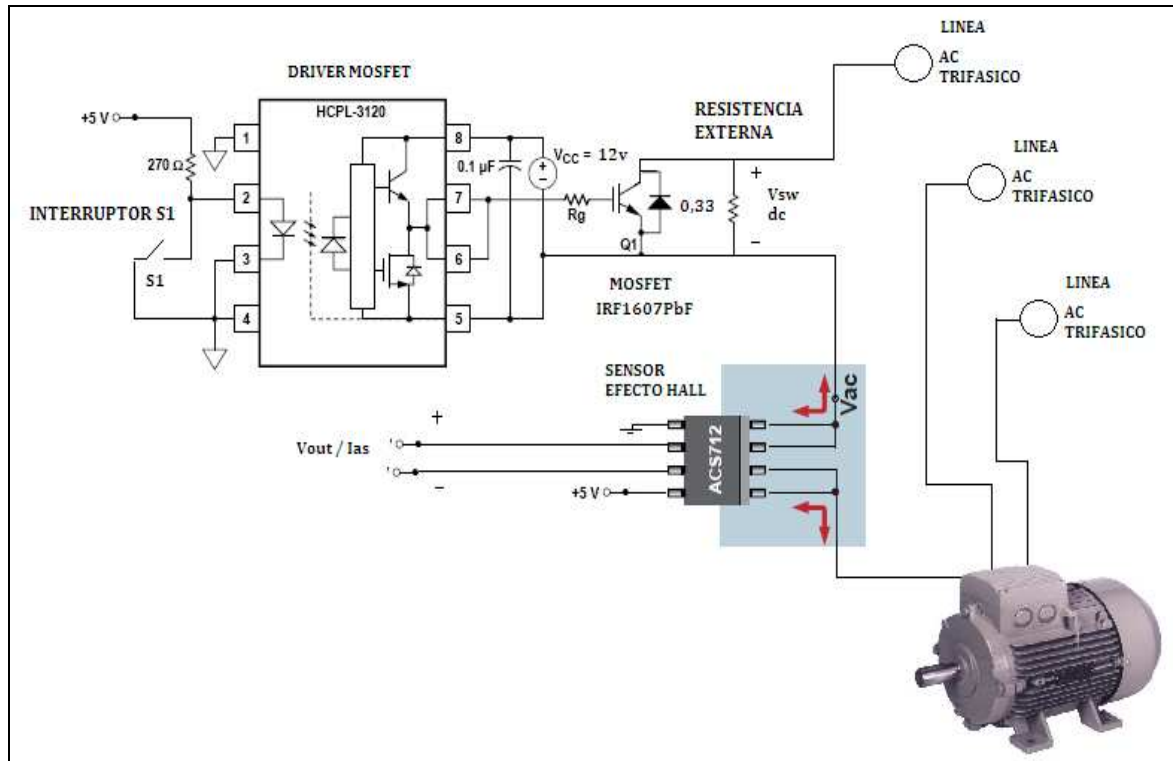
4.1.6 Motor. El motor de inducción utilizado para la pruebas del circuito de inyección dc es de 3 HP, a 220 YY. La prueba dc recomendada en la norma IEEE 118 nos da como resultado 0,98 ohmios, cuyo valor es comparado en los resultados obtenidos con el dispositivo electrónico propuesto.

Cuadro 3. Datos del motor

DATOS DEL MOTOR			
VOLTAJE NOMINAL (V)			220
CORRIENTE NOMINAL (A)			14
POTENCIA (HP)			3
RPM			1.200
RS(Ω)			1,0036
PRUEBA EN DC(Ω)			0,98
V	3,894	3,915	
I	1,94	1,99	
R	2,00721649	1,96733668	
Rs	1,00360825	0,98366834	

4.2 ESQUEMA GENERAL DE LA CONEXIÓN Y MEDICIÓN DEL CIRCUITO DE INYECCIÓN DC PROPUESTO PARA ESTIMAR LA RESISTENCIA DEL ESTATOR DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN EN OPERACIÓN

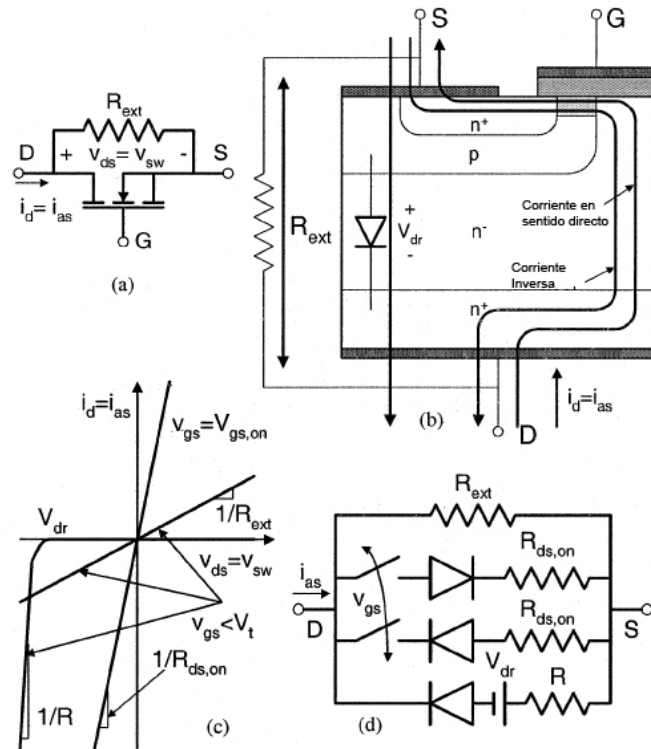
Figura 33. Diagrama Electrónico del Circuito de Inyección DC



Aunque la estimación de R_s con base en un modelo DC causa pulsación en el par de torsión, provee un estimado más confiable de R_s , lo cual es crítico si R_s va a ser usada para cálculos de eficiencia y monitoreo térmico. La exactitud de un estimado de R_s basado en un modelo DC mejora mientras son incrementados el nivel de la polarización DC inyectada y la duración de la inyección DC para obtener los componentes DC del voltaje y la corriente. Sin embargo, el nivel de la polarización DC o la duración de la corriente DC inyectada no pueden ser incrementadas por encima de cierto nivel puesto que la pulsación del par de torsión y su duración también se incrementan. De esta discusión, se puede concluir que el problema de la estimación de R_s con base en un modelo DC es un

equilibrio entre la exactitud del estimado de R_s y una pulsación tolerable del par de torsión. Por tal motivo, debe ser inyectada una corriente DC que provea una exactitud suficiente en el estimado de R_s y a la vez que cause una pulsación tolerable del par de torsión.

Figura 34. (a) Esquemático, (b) Estructura interna Circuito de Inyección DC, (c) circuito equivalente, y (d) características $v - i$ del circuito de inyección de DC propuesto



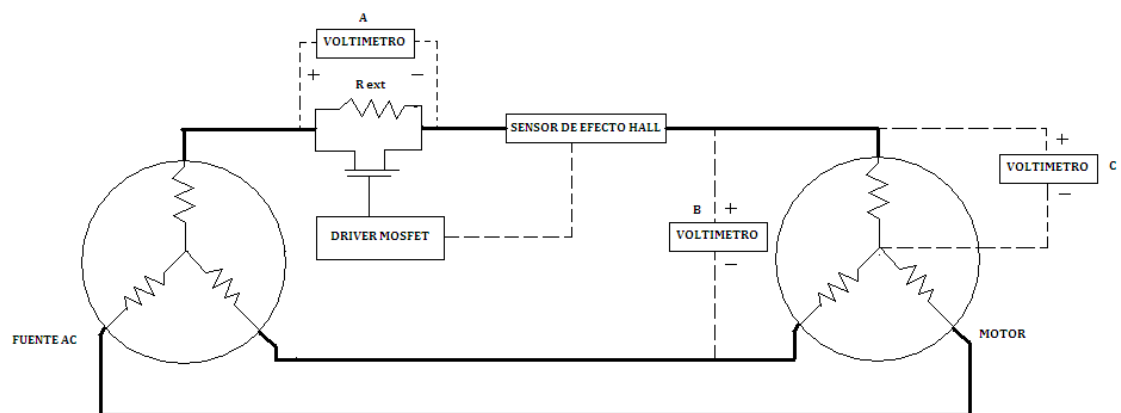
Para máquinas alimentadas con inversor [4] y máquinas de arranque suave [1], el nivel y la duración de la polarización de corriente DC inyectada al motor son controlables. Sin embargo, para máquinas conectadas a la línea, se requiere un circuito externo para inyectar una polarización DC, como se muestra en [3] y [2], debido a que el voltaje de alimentación del motor no puede ser controlado. Existen muchas topologías de circuito que pueden ser usadas para inyectarle una polarización DC al motor. Los requerimientos para el circuito de inyección de DC son:

- ✓ El nivel de la corriente DC de polarización debe ser controlable ya que la pulsación del par de torsión debe mantenerse por debajo de un nivel aceptable dependiendo de la pulsación permisible del par de torsión que soporte la aplicación del motor.
- ✓ Otro requerimiento importante es que debe ser posible inyectar en forma intermitente DC para la estimación de R_s . No hay necesidad de una inyección continua de DC, puesto que la variación de temperatura (resistencia) es baja y la inyección de corriente DC da como resultado una pulsación continua del par de torsión y disipación de potencia adicional en el motor y en el circuito de inyección de DC.
- ✓ También es deseable minimizar la disipación de potencia en el circuito de inyección de DC ya que la reducción en los requerimientos del disipador de calor da como resultado una eficiencia más alta y una reducción del tamaño, características de los componentes y el costo del producto.

4.3 ESQUEMA DE INYECCIÓN DC PROPUESTO PARA LA ESTIMACIÓN DE R_s

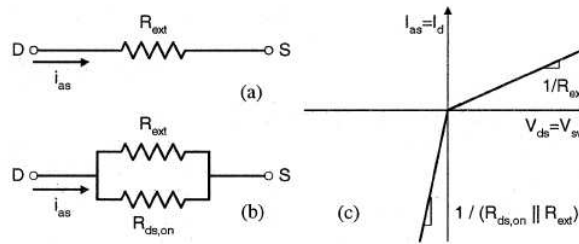
4.3.1 Estructura. En la figura 35(a) se muestra el esquemático del circuito de inyección de DC. El circuito consta de un MOSFET (IRF1607PbF) de potencia del tipo ensanchamiento de canal n y una resistencia externa (R_{ext}) de precisión conectada en paralelo.

Figura 35. Diagrama General, Fuente Trifásica, Circuito de Inyección y Motor de Inducción



El circuito puede ser conectado entre la fuente y los terminales del motor de una fase, para la inyección de DC. La estructura interna, las características $v - i$, y el circuito equivalente se muestran en la figura 1, respectivamente, con los posibles caminos de la corriente en sentido directo e inverso para la corriente de estator, i_{as} , donde g , d , y s representan la compuerta, el ánodo, y los terminales de cátodo del Mosfet, y V_t , V_{dr} , y V_{sw} son el voltaje de umbral, la caída de voltaje en sentido directo para el diodo parásito inverso, y el voltaje a través del circuito, y $R_{ds,on}$ es la resistencia ánodo cátodo de encendido en la región lineal.

Figura 36. Modo de inyección DC: (a) circuito equivalente cuando $i_{as} > 0$ ($v_{gs} = V_{gs, on}$), (b) circuito equivalente cuando $i_{as} < 0$ ($v_{gs} < V_t$), y (c) características $v - i$.



Cuando el Mosfet es encendido ($v_{gs} = V_{gs, on}$: región lineal (2-4 vdc)), la corriente de estator conduce a través del canal inducido del Mosfet y la corriente inversa conduce a través del canal si la caída de voltaje a través de este camino de corriente es más bajo que aquel del camino por el diodo inverso. Cuando el Mosfet es apagado ($v_{gs} < V_t$), la corriente en sentido directo conduce a través de R_{ext} , y la corriente inversa conduce a través del diodo inverso a menos que la caída de voltaje a través del diodo sea mayor que aquella a través de R_{ext} . Cuando la corriente conduce a través del canal, $R_{ds, on}$ está dominada por la región a la deriva (capa n^-) ya que la resistividad es inversamente proporcional al nivel de impurificación. La región de deriva n^- provee la capacidad de bloqueo en sentido directo para la cual el voltaje de ruptura se incrementa con la longitud de la región a la deriva. El circuito de inyección de DC puede ser operado de dos modos, *modo de inyección DC* (DIM) y *modo normal* (NM: sin inyección de DC), para la inyección intermitente de una corriente DC de polarización.

4.3.2 DIM (Modo de Inyección de DC). Para inyectar una polarización DC en el motor, el Mosfet es conmutado a través del Driver; los circuitos equivalentes para cada caso se muestran en la figura 35(a) y (b), respectivamente, y las

características $v - i$ para el caso DIM se muestran en la figura 35(c). La resistencia asimétrica causa que la caída de voltaje a través del circuito sea asimétrica (componente DC en v_{sw}), dando como resultado la inyección de una componente de corriente DC en el motor.

Cuando se activa el voltaje de compuerta a través del driver, el Mosfet empieza a conducir entre drain y source, y el circuito equivalente se representa con la resistencia interna $R_{ds, on}$ (0,0075 ohms) en paralelo con la resistencia de precisión (0,33 ohms), con lo cual la resistencia total es muy baja y por lo tanto la disipación de potencia también lo es, y la incidencia en la pulsación del torque es nula, puesto que no se tiene corriente de polarización.

Cuando se desactiva el voltaje de compuerta, el Mosfet ofrece entre sus terminales drain y source la unión pn del diodo inverso, con lo cual se genera una inyección de DC, al quedar la resistencia externa en paralelo con el diodo interno del Mosfet. Se presenta disipación de potencia tanto en el Mosfet como en la resistencia externa y una mínima pulsación del torque de la máquina. No se presentan alteraciones en los armónicos del sistema.

Se puede predecir a partir de la figura 35 que el voltaje DC de polarización en el circuito se incrementa mientras la magnitud de i_{as} y la diferencia entre R_{ext} y $R_{ds, on}$ se incrementen. Por consiguiente, el valor de R_{ext} puede ser ajustado dependiendo de la R_s nominal y la i_{as} especificada de forma que la distorsión del par de torsión y la disipación de potencia causada por la inyección de corriente DC estén dentro de un nivel aceptable. El requerimiento de bloqueo de voltaje del Mosfet durante DIM es $R_{ext} i_{as, pico}$, es bajo ya que R_{ext} es baja. Los Mosfet con una baja capacidad de bloqueo de voltaje tienen una capa n^- delgada, lo cual hace que $R_{ds, on}$ sea baja; por lo tanto, una corriente grande puede ser manejada por estos Mosfet. La pérdida por conmutación en el circuito es baja ya que el Mosfet es conmutado solo cuando se requiere estimar la R_s .

(Ver Figura 37, página siguiente).

Figura 37. Circuito equivalente de la fuente, el motor, y el circuito de inyección DC.

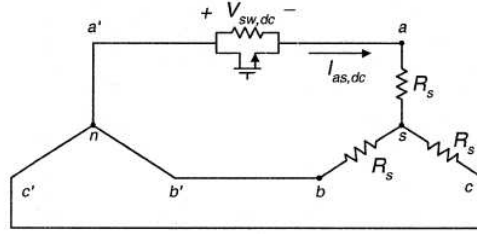
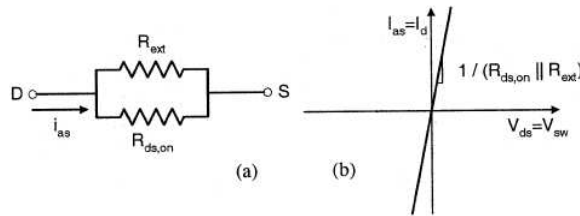


Figura 38. Modo normal: (a) circuito equivalente, y (b) características $v - i$.



El circuito equivalente de DC en estado estable de la fuente, el motor, y el circuito de inyección de DC durante el DIM se muestra en la figura 36. De la figura 36, la regla de actualización para la estimación de R_s puede obtenerse como:

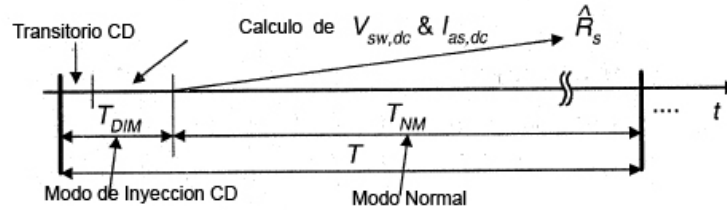
$$R_s = \frac{-(2 * V_{sw,dc})}{(3 * I_{as,dc})} \quad (41)$$

Donde $V_{sw,dc}$ e $I_{as,dc}$ son los componentes DC de las medidas de v_{sw} e i_{as} .

4.3.3 NDIM (Modo Normal). Puesto que la variación de T_s y R_s es baja, no es necesario inyectar una polarización de DC y estimar R_s continuamente. Por tal motivo, en medio de cada DIM, el circuito de inyección DC puede ser operado en Modo Normal (NM), en el cual no hay inyección de DC. El circuito equivalente y la resistencia equivalente para este modo de operación se muestran en la figura 37. Bajo el NM, es deseable minimizar la disipación de potencia. Esto se puede lograr ajustando v_{gs} al valor de $V_{gs,on}$ (Mosfet encendido). El circuito equivalente y las características $v - i$ del circuito de inyección DC bajo el NM se muestran en la

figura 38(a) y (b), respectivamente. La disipación de potencia es insignificante ya que la resistencia es $R_{ds, on} || R_{ext}$, y $R_{ds, on}$ es muy pequeña para los Mosfet con requerimientos de bloqueo de voltaje bajos, como se mencionó previamente.

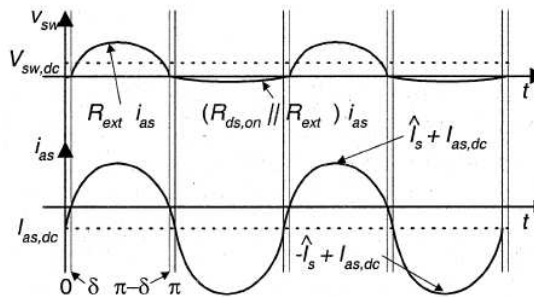
Figura 39. Diagrama de operación del circuito para cada periodo de inyección DC.



4.4 OPERACIÓN DEL CIRCUITO DE INYECCIÓN DC PROPUESTO

El diagrama de la operación del circuito bajo cada periodo de inyección de DC se muestra en la figura 40. El circuito necesita ser operado en DIM (modo de inyección de DC) durante un intervalo de tiempo mínimo (T_{DIM}) que es suficiente para obtener un estimado exacto de R_s . El intervalo entre cada DIM (T_{NM}) se determina con base en que tan frecuentemente es requerido un estimado de R_s . El circuito es operado en NM entre cada DIM ya que no hay distorsión del par de torsión en NM y la disipación de potencia es significativamente más baja que cuando se opera bajo el DIM. Como se muestra en la figura 40, el cálculo de $V_{sw, dc}$ e $I_{as, dc}$ es realizado después del transitorio de DC para evitar un error en el estimado de R_s ; el T_{DIM} es muy pequeño comparado con el periodo de inyección de DC ($T = T_{DIM} + T_{NM}$).

Figura 40. Forma de onda de v_{sw} e i_{as} bajo el DIM.



4.5 ANÁLISIS DE LA OPERACIÓN DEL MOTOR BAJO EL DIM

Bajo el DIM, un componente de corriente $-\omega_r$ es inyectado en las barras del rotor adicionalmente al componente de corriente DC en el devanado del estator, donde ω_r es la frecuencia eléctrica del rotor. Los componentes de corriente inyectados inducen un par de torsión de frenado y causan pulsación del par de torsión y disipación de potencia adicional en el estator, el rotor, y el circuito de inyección de DC.

El valor de R_{ext} debe ser escogido apropiadamente de forma que la exactitud en R_s sea lo suficientemente alta mientras la distorsión en el par de torsión y la disipación de potencia sean mínimas. En esta sección, las expresiones para el par de torsión y la disipación de potencia son obtenidas como una función de R_{ext} , $R_{ds, on}$, R_s , y el valor pico de i_{as} para analizar completamente la influencia de la inyección de una corriente DC sobre la operación del motor y para brindar una directriz para determinar el valor de R_{ext} .

4.5.1 Componente DC en la Corriente de Estator y de Rotor. Las formas de onda de v_{sw} e i_{as} bajo el DIM se muestran en la figura 40. En la derivación de $I_{as, dc}$, se asume que i_{as} consta de componentes DC y ω_e (frecuencia de línea) como

$$i_{as, dim} = \hat{I}_s \sin(\omega_e t) + I_{as, dc} \quad (41)$$

Donde \hat{I}_s es el pico de i_{as} . Una expresión aproximada para $V_{sw, dc}$ puede obtenerse de (41) y la figura 39 asumiendo que δ es insignificamente pequeño ($I_{as, dc} \ll \hat{I}_s$) mientras

$$\begin{aligned} V_{sw, dc} &\approx \frac{\left(\int_0^{\pi} R_{ext} i_{as} d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} R_{ds, on} i_{as} d\omega t \right)}{2\pi} \\ &\approx \frac{(R_{ext} - R_{ds, on}) \hat{I}_s}{\pi} + \frac{(R_{ext} - R_{ds, on}) I_{as, dc}}{2}. \end{aligned} \quad (42)$$

De (40) y (42), se pueden obtener expresiones para $V_{sw, dc}$ e $I_{as, dc}$ como funciones de R_{ext} , $R_{ds, on}$, R_s , y el pico de i_{as} como

$$I_{as, dc} = \frac{-2(R_{ext} - R_{ds, on}) \hat{I}_s}{((R_{ext} + R_{ds, on} + 3R_s)\pi)} \quad (43)$$

$$V_{sw, dc} = \frac{-3R_s(R_{ext} - R_{ds, on}) \hat{I}_s}{((R_{ext} + R_{ds, on} + 3R_s)\pi)}. \quad (44)$$

Se puede ver en (43) y (44) que $V_{sw, dc}$ e $I_{as, dc}$ son ambos proporcionales a la magnitud de I_{as} y la diferencia entre R_{ext} y $R_{ds, on}$. La expresión para $I_{as, dc}$ es una base para calcular la corriente del rotor, la distorsión del par de torsión, y la disipación de potencia.

La interacción entre el acoplamiento inductivo debido a $I_{as, dc}$ y el rotor giratorio, induce un componente de corriente $-\omega_r$ en el rotor. Considerando que el rotor está girando a ω_r , la frecuencia de la corriente del rotor observada desde el estator es dc, ya que la relación $v - i$ del motor es lineal en estado estable, la corriente del rotor puede ser analizada por separado para cada componente de frecuencia. De la figura 39, los componentes cd de los ejes q y d del voltaje y la corriente del estator pueden ser derivados como una función de $V_{sw, dc}$ e $I_{as, dc}$ así

$$V_{qs, dc}^s = -\left(\frac{2}{3}\right) V_{sw, dc} \quad V_{ds, dc}^s = 0 \quad (45)$$

$$I_{qs, dc}^s = I_{as, dc} \quad I_{ds, dc}^s = 0. \quad (46)$$

Expresiones para la corriente del rotor son derivadas a partir de las ecuaciones dinámicas de una máquina de inducción [5] en el marco de referencia estacionario. Las ecuaciones pueden ser simplificadas para una entrada DC ($\omega_e = 0$) en estado estable utilizando (45) y (46) como:

$$V_{qs, dc}^s = R_s I_{as, dc}^s \quad V_{ds, dc}^s = R_s I_{ds, dc}^s = 0 \quad (47)$$

$$R_r I_{qr, dc}^s = \Omega_r \Lambda_{dr, dc}^s \quad R_r I_{dr, dc}^s = \Omega_r \Lambda_{qr, dc}^s, \quad (48)$$

$$\Lambda_{qs, dc}^s = L_s I_{qs, dc}^s + L_m I_{qr, dc}^s \quad \Lambda_{ds, dc}^s = L_m I_{dr, dc}^s \quad (49)$$

$$\Lambda_{qr, dc}^s = L_r I_{qr, dc}^s + L_m I_{as, dc}^s \quad \Lambda_{dr, dc}^s = L_r I_{dr, dc}^s \quad (50)$$

Donde L_m , L_s , y L_r , son las inductancias de magnetización, de estator, y de rotor, respectivamente, R_r es la resistencia del rotor, $I_{qdr, dc}$ representa los componentes cd de la corriente del rotor, $\Lambda_{qds, dc}$ y $\Lambda_{qdr, dc}$ representan los componentes DC de los acoplamientos inductivos del estator y del rotor, respectivamente, Ω_r es la velocidad del rotor. Los componentes en los ejes q y d de la corriente del rotor pueden ser derivados de (48) – (50) como una función de $I_{as, dc}$ y los parámetros del motor como

$$I_{qr, dc}^s = \frac{-\Omega_r^2 \tau_r L_m I_{as, dc}^s}{(R_r (1 + \Omega_r^2 \tau_r^2))} \quad (51)$$

$$I_{dr, dc}^s = \frac{-\Omega_r L_m I_{as, dc}^s}{(R_r (1 + \Omega_r^2 \tau_r^2))} \quad (52)$$

Donde τ_r es la constante de tiempo eléctrico del rotor, L_r/R_r .

4.5.2 Distorsión del Par de Torsión. La interacción entre los componentes ac y dc de la corriente del estator y del rotor causan distorsión en el par de torsión electromagnético. Las corrientes en el estator y el rotor en los ejes q y d incluyen ambas componentes ac y dc durante el DIM como

$$i_{qs}^s = i_{qs,ac}^s + I_{as,dc}^s, \quad i_{ds}^s = i_{ds,ac}^s \quad (52)$$

$$i_{qr}^s = i_{qr,ac}^s + I_{qr,dc}^s, \quad i_{dr}^s = i_{dr,ac}^s + I_{dr,dc}^s. \quad (53)$$

El par de torsión electromagnético para el DIM puede ser derivado utilizando (53) y (54) como

$$T_{em} = \frac{3PL_m}{4} (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) = \frac{3\bar{P}L_m}{4} \{ (i_{qs,ac}^s i_{dr,ac}^s - i_{ds,ac}^s i_{qr,ac}^s) + (I_{as,dc}^s I_{dr,dc}^s) + (i_{dr,ac}^s I_{as,dc}^s + i_{qs,ac}^s I_{dr,dc}^s - i_{ds,ac}^s I_{qr,dc}^s) \} \quad (55)$$

Donde P es el número de polos.

El primer término en (55) es el par de torsión electromagnético inducido sin inyección dc, y el segundo término representa el par de torsión de frenado, el cual se debe a la interacción entre los componentes de corriente dc del estator y el rotor. El tercer término en (55) representa el par de torsión pulsante, el cual es causado por la interacción entre los componentes de corriente ac y dc. Se puede ver en (51), (52), y (55) que el par de torsión de frenado y el par de torsión pulsante son ambos proporcionales a $I_{as,dc}$.

4.5.3 Disipación de Potencia. Es importante predecir la disipación de potencia en el circuito de inyección de dc y en los conductores del estator y del rotor causada por la inyección de dc, para determinar los parámetros del circuito de inyección dc y para el diseño del disipador de calor de dicho circuito. La disipación de potencia promedio en el circuito de inyección de dc (Mosfet y R_{ext}) bajo el DIM (P_{dim}) puede ser derivado de la figura 39 asumiendo que δ es pequeño, como se muestra en (56). La disipación de potencia promedio en el NM (P_{nm}) puede obtenerse al reemplazar R_{ext} con $R_{ds,on}$ e $I_{as,dc}$ con 0 en (56) como

$$P_{dim} \approx \frac{\left(\int_0^\pi R_{ext} i_{as}^2 d\omega t + \int_\pi^{2\pi} R_{ds,on} i_{as}^2 d\omega t \right)}{(2\pi)} \\ \approx \frac{\left\{ 4I_{as,dc} \hat{I}_s (R_{ext} - R_{ds,on}) + \pi \left(\left(\frac{1}{2} \right) \hat{I}_s^2 + I_{as,dc}^2 \right) (R_{ext} + R_{ds,on}) \right\}}{(2\pi)} \quad (56)$$

$$P_{nm} = \frac{\left(\int_0^{2\pi} R_{ds,on} i_{as}^2 d\omega t \right)}{(2\pi)} = \frac{R_{ds,on} \hat{I}_s^2}{2}, \quad (57)$$

La disipación de potencia promedio en el circuito de inyección dc durante cada periodo de inyección de dc puede derivarse a partir de la figura 38 y (56) y (57)

$$P_{avg} = \frac{(T_{dim} P_{dim} + T_{nm} P_{nm})}{(T_{dim} + T_{nm})} \quad (58)$$

Una de las principales razones para la inyección dc en forma intermitente es minimizar la disipación de potencia en el circuito de inyección de dc puesto que P_{nm} es insignificanamente pequeña comparada con P_{dim} .

La pérdida de potencia promedio en el devanado del estator bajo el NM y el DIM puede obtenerse como (59) y (60), respectivamente, y la disipación de potencia adicional en el estator debida a la inyección de dc puede obtenerse al restar (59) de (60), como (61)

$$P_{s,nm} = \frac{3R_s \hat{I}_s^2}{2} \quad (59)$$

$$P_{s,dim} = \frac{3R_s \hat{I}_s^2}{2} + \frac{3R_s I_{as,dc}^2}{2} \quad (60)$$

$$\Delta P_s = \frac{3R_s I_{as,dc}^2}{2} \quad (61)$$

En forma similar, la disipación de potencia adicional en el conductor rotor debida a la inyección de dc puede ser derivada como:

$$\Delta P_r = \frac{3R_r I_{r,dc}^2}{2} \quad (62)$$

Donde $I_{r,dc}$ es $\sqrt{I_{gr,dc}^2 + I_{dr,dc}^2}$. De (61), (62), y la figura 39, el promedio de la disipación de potencia adicional en los conductores del estator y del rotor debido a la inyección de dc para cada periodo de inyección de dc puede obtenerse como:

$$\Delta P_{s,avg} = \frac{(T_{dim} \Delta P_s)}{(T_{dim} + T_{nm})} \quad (63)$$

$$\Delta P_{r,avg} = \frac{(T_{dim} \Delta P_r)}{(T_{dim} + T_{nm})} \quad (64)$$

Debería notarse que R_r en (62) es más alta que la del circuito equivalente ya que la frecuencia de la corriente del rotor es $-\omega_r$.

Puede verse que el nivel de la distorsión del par de torsión y de la disipación de potencia se incrementa con $I_{as, dc}$. Debido a que $I_{as, dc}$ se incrementa con el valor de R_{ext} , esta se puede ajustar de forma que la distorsión del par de torsión y la disipación de potencia estén dentro de un nivel tolerable.

4.6 CONSIDERACIONES PRÁCTICAS

La funcionalidad del equipo y del método puede variar dependiendo del tamaño y del valor de la resistencia del motor AC, además debe permanecer conectado al motor AC todo el tiempo.

Sin embargo el cambio en la resistencia del devanado del estator en un motor AC cambia lentamente con el tiempo. Desde luego, es innecesario para un usuario constantemente medir la resistencia del devanado del estator.

El offset generado por el instrumento genera una pulsación de torque en el motor AC que es proporcional a la corriente DC y a la polarización del voltaje inyectado.

Como resultado, una cantidad significativa de energía puede ser malgastada a través del uso de este instrumento.

El instrumento propuesto en este proyecto de grado y el método utilizado para estimar la resistencia del devanado del estator de un motor de inducción AC el cual disipa pequeñas cantidades de energía durante su uso lo hace sencillo y económico.

El instrumento inyecta un voltaje DC y una corriente de polarización al motor de inducción AC solo durante periodos de tiempo predeterminados.

El motor AC tiene un terminal conectado a una fuente de AC para suministrar el voltaje y corriente. El dispositivo incluye un circuito resistivo que tiene un nodo de entrada y uno de salida. El nodo de entrada está conectado a la fuente de AC y el nodo de salida está conectado al terminal del motor.

Un interruptor S1 está conectado a la entrada del led optoacoplador del driver para mosfet. La posición uno es abierta y la posición dos es cerrada.

El terminal del motor esta interconectado a la fuente AC con el circuito de inyección DC. El interruptor es abierto y cerrado para inyectar la corriente de polarización y el voltaje DC al motor AC. La resistencia del devanado del estator es calculada en respuesta a la corriente de polarización y el voltaje DC.

En primera instancia, el voltaje DC es medido entre el terminal del motor y el punto neutro durante un lapso de tiempo de muestreo y es suministrada como el voltaje línea neutro.

La corriente DC inyectada al motor AC es también medida durante el periodo de tiempo de muestreo y es suministrada como la corriente de línea. La resistencia del devanado del estator es calculada de acuerdo a la siguiente expresión:

$$R_s = \frac{V_{as}}{I_{as}} \quad (65)$$

Donde R_s es la resistencia estimada del devanado del estator.

V_{as} = Es el voltaje línea – neutro.

I_{as} = Es la corriente de línea.

La caída de tensión DC a través del interruptor es medida durante un periodo de tiempo de muestreo y suministra el voltaje del interruptor. La resistencia del devanado del estator puede ser estimada de acuerdo a la siguiente expresión:

$$R_s = \frac{2 * V_{sw}}{3 * I_{as}} \quad (66)$$

V_{sw} = Es el voltaje del interruptor. La caída de tensión DC entre el primer y segundo terminal del motor es medida durante un periodo de tiempo de muestreo y es suministrada como el Voltaje Línea-Línea.

De acuerdo a esto tenemos:

$$R_s = \frac{2 * V_{ab}}{3 * I_{as}} \quad (67)$$

Puesto que $V_{sw, dc}$ e $I_{as, dc}$ se obtienen al integrar v_{sw} e i_{as} , las desviaciones dc en las mediciones influyen la exactitud del estimado de R_s , especialmente si el nivel de la polarización dc inyectada es bajo. Sin embargo, incrementar el nivel de

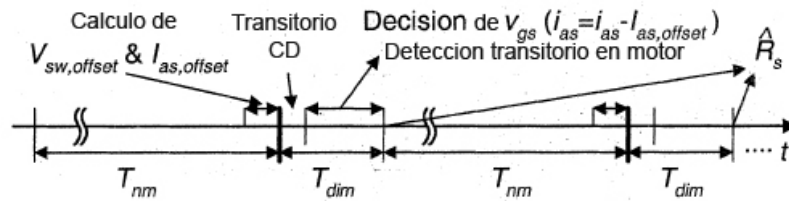
la polarización dc da como resultado un incremento en la disipación de potencia y en la distorsión del par de torsión; por esta razón, la desviación dc debe ser compensada sin incrementar el nivel de la polarización dc. La influencia de la desviación dc y su desplazamiento puede ser fácilmente compensada si las desviaciones dc de las mediciones de v_{sw} e i_{as} son calculadas continuamente durante el NM cuando no hay una inyección intencional de dc. Las desviaciones de dc pueden ser calculadas continuamente al integrar v_{sw} e i_{as} para un número entero de ciclos previo a cada DIM como se muestra en la figura 15, donde $V_{sw, offset}$ e $I_{as, offset}$ son las desviaciones dc de v_{sw} e i_{as} . Una vez que se obtienen $V_{sw, offset}$ e $I_{as, offset}$, las desviaciones deben ser consideradas cuando se conmute el Mosfet durante el DIM, y cuando se calcule R_s . La decisión del estado del v_{gs} mostrado en la figura 40 debe hacerse de acuerdo con (68), y la regla de actualización para el cálculo de R_s debe ser modificada de (41) a (66)

$$\hat{i}_{as} = i_{as} - I_{as, offset} \quad (68)$$

$$\hat{R}_s = \frac{-(2(V_{sw, dc} - V_{sw, offset}))}{(3(I_{as, dc} - I_{as, offset}))} \quad (69)$$

La regla de actualización para R_s mostrada en (66) fue derivada asumiendo el estado estable; por lo tanto, el estimado de R_s obtenido durante transitorios en el motor es inexacto. El esquema propuesto puede proveer solamente un estimado exacto de R_s en estado estable; por consiguiente, transitorios en el motor tales como variaciones de la carga o condiciones de arranque deben ser detectados durante el DIM (Figura 40), y el estimado de R_s obtenido durante estas condiciones debe ser desatendido para evitar falsas alarmas.

Figura 41. Consideraciones prácticas para evitar errores en la estimación de R_s



Variación en la carga causa que la magnitud de i_{as} varíe; por lo tanto, la relación entre los valores máximo y mínimo de la corriente de estator pico durante cada intervalo DIM puede ser comparada, como en (67), para detectar la variación de la carga. Idealmente, el valor de c_1 es 1, pero este debe ser ajustado a un valor mayor que 1 dependiendo de la frecuencia de muestreo, la exactitud de la medición de i_{as} , y el nivel de ruido

$$\frac{\hat{I}_{s,max}}{\hat{I}_{s,min}} > c_1 \quad (70)$$

El transitorio durante el arranque del motor puede ser detectado al comparar el pico de la corriente del estator con c_2 veces el pico de la corriente nominal de estator, asumiendo que se permite una sobrecarga de hasta $c_2 \hat{I}_{s, nominal}$, como se muestra en (71)

$$\hat{I}_s > c_2 \cdot \hat{I}_{s, nominal} \quad (71)$$

Se puede predecir a partir de (41) y de la figura 40 que el estimado de R_s incluye la resistencia total del camino de la corriente de estator, el cual incluye la resistencia del cable. Este es un problema potencial que puede influir sobre la exactitud del estimado de R_s . Por tal motivo, sí la resistencia del cable es comparable a R_s , se requiere de una compensación por la separación de la R_s real y la R_s estimada.

4.7 RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.7.1. Montaje Experimental. El montaje experimental total para verificar el esquema propuesto para la estimación de R_s es mostrado en la figura 41. El esquema propuesto fue probado en una máquina de inducción de 5 hp conectada a la línea cuyos parámetros y valores nominales se muestran en la figura 43.

Figura 42. Montaje y Esquema del Circuito de Inyección dc en funcionamiento

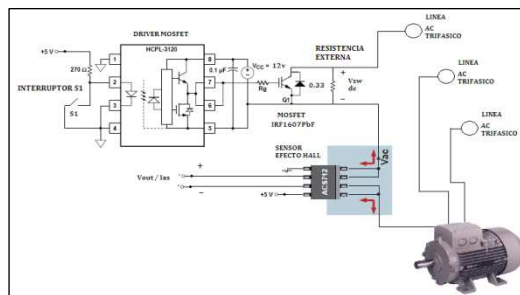


Figura 43. Circuito impreso del Circuito de Inyección dc diseñado.

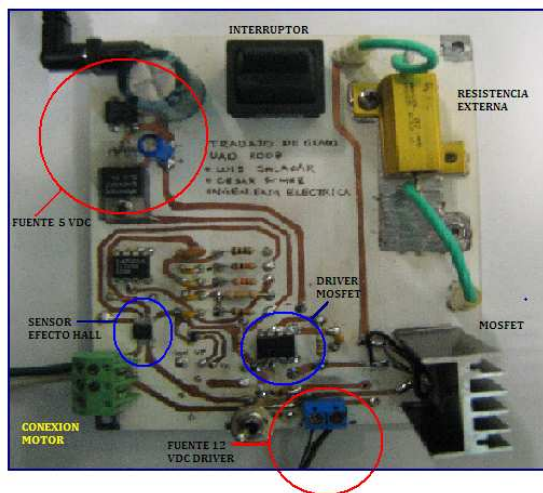
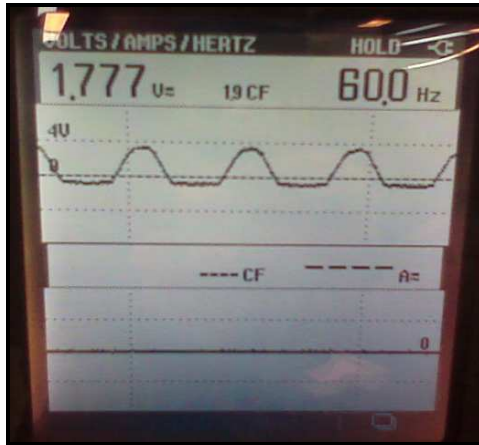


Figura 44. Señal dc de polarización bajo el Dim



El modo de operación bajo el Dim, se puede observar en la figura 44 la forma de la señal dc de polarización inyectada al motor de inducción en operación. La señal dc generada en el mosfet es sobrepuesta en la señal ac de alimentación de la máquina. La caída de tensión en la resistencia externa es relativamente baja y la disipación de potencia es mayor bajo este modo de operación.

La inyección de la corriente de polarización dc es conmuta a través de S1 de tal forma que se efectúe la medición en durante el periodo estable de la onda y no durante el transitorio. El modo Dim no opera continuamente, debido a que no es necesario estimar la resistencia estática continuamente y por la disipación de potencia en su funcionamiento.

(Ver Figura 45, página siguiente).

Figura 45. Parámetros del Circuito de Inyección dc y datos experimentales

ESTIMACION DE LA RESISTENCIA ESTATÓRICA DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN EN OPERACIÓN			
DATOS DEL MOTOR		CIRCUITO DE INYECCION DC	
VOLTAJE NOMINAL (V)	230	Vds Máx (V)	75
CORRIENTE NOMINAL (A)	14	Id Máx (A)	142
POTENCIA (HP)	5	Potencia MosFet (W)	200
RPM	1,745	Rdson(Ω)	0,0075
RS(Ω)	1,0036	Potencia Rext (W)	25
PRUEBA EN DC		Rext(Ω)	0,1 - 0,2 - 0,3
PRUEBAS EXPERIMENTALES			
VALORES DE MEDICIÓN PARA Rext = 0,1 Ω		CIRCUITO EFECTO HALL	
EQUIPO : METERMAN 38XR			
Rs(Ω) en Vacío	1,200	VOLTAJE DC MEDIDO	2,530
VswDC	0,420	VALOR EN AMPERIOS	0,450
IdsDC	0,450		
Resistencia Estatórica Estimada(Ω)	0,622		
VALORES DE MEDICIÓN PARA Rext = 0,2 Ω		CIRCUITO EFECTO HALL	
VswDC	0,720	VOLTAJE DC MEDIDO	2,541
IdsDC	0,615	VALOR EN AMPERIOS	0,615
Resistencia Estatórica Estimada(Ω)	0,780		
VALORES DE MEDICIÓN PARA Rext = 0,3 Ω		CIRCUITO EFECTO HALL	
VswDC	1,768	VOLTAJE DC MEDIDO	2,576
IdsDC	1,140	VALOR EN AMPERIOS	1,140
Resistencia Estatórica Estimada(Ω)	1,034		

Se realizó una hoja de cálculo para estimar la resistencia estática del motor de inducción en operación mediante la salida en voltaje del sensor de efecto Hall y el voltaje medido en la resistencia externa. Los valores nominales y los parámetros del Mosfet y la R_{ext} se muestran en figura 43. Un Mosfet y una R_{ext} con valores nominales más altos que los requeridos fueron utilizados para determinar el valor de R_{ext} en forma segura. El valor de R_{ext} se varió entre 0.1, 0.2, y 0.33 Ω, para observar la influencia de R_{ext} sobre la exactitud de la estimación de R_s , la disipación de potencia, y la distorsión del par de torsión.

5. CONCLUSIONES

Se propuso un método simple en línea para la inyección de una señal dc para la estimación de R_s en el cálculo de la eficiencia y determinación de condiciones térmicas de las máquinas de inducción pequeñas en operación.

El circuito propuesto para la inyección dc es capaz de inyectar en forma intermitente una polarización dc controlable al motor. Además, la disipación de potencia promedio en el circuito de inyección de dc es muy baja (requerimientos bajos en el disipador de calor), lo cual posibilita que el circuito sea implementado en un paquete pequeño con un bajo costo.

Los resultados experimentales bajo condiciones de arranque del motor y variaciones en la carga, verificaron la viabilidad industrial y la validez de utilizar el esquema propuesto para la estimación de R_s .

Los resultados muestran que el esquema para la estimación de R_s provee un estimado de gran precisión capaz de responder a los cambios en las características térmicas del motor.

Adicionalmente, la influencia del componente de corriente dc inyectado en el motor, la disipación de potencia en el circuito de inyección dc y la distorsión en el par de torsión, fueron mínimas. Se demostró que la disipación de potencia y el par de torsión de frenado son despreciables y que la pulsación del par de torsión puede ser mantenida dentro de un nivel aceptable mediante la selección de un valor apropiado de R_{ext} .

6. RECOMENDACIONES PARA FUTURAS MEJORAS EN EL DISEÑO DEL CIRCUITO PROPUESTO PARA ESTIMAR LA RESISTENCIA DEL ESTATOR DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN EN OPERACIÓN

El alcance de este trabajo de grado se basa en el diseño e implementación de un dispositivo electrónico para inyectar una corriente y voltaje de polarización dc al motor en línea y estimar la resistencia estatórica de la máquina con fines de determinar la eficiencia y el estado de las condiciones térmicas de operación. Para futuras mejoras al diseño se tienen las siguientes recomendaciones, tales como:

- Implementación de amplificadores de aislamiento para medición de voltaje y corriente.
- Uso de microprocesador y conversor A/D para visualización de los valores medidos.
- Implementación en software de aplicación como por ejemplo Lab View .7.1 para acoplar las señales a la tarjeta de adquisición de datos PCI y poder controlar la inyección dc a través del PC. La posibilidad de realizar gráficas de los datos experimentales obtenidos en tiempo real.
- Ampliar la capacidad de medida de parámetros para motores mayores a 10 HP, usando sensores de mayor capacidad y nuevas tecnologías.

BIBLIOGRAFIA

CHAPMAN, Stephen J. Máquinas Eléctricas. Bogotá: McGraw-Hill, 1990. 655 p.

GURU, Bhag S.; HIZIROGLU, Huseyin R. Maquinas Eléctricas y Transformadores. 3 ed. Estados Unidos: Oxford University Press, 2003. 380 p.

HURST, K. D. y HABETLER, T. G. Artículo Técnico: "Thermal monitoring and parameter tuning scheme for induction machines". En: Conference. IEEE-IAS Annual Meeting. vol 1. (1997); 6p.

INSTITUTO COLOMBIANO DE NORMAS TÉCNICAS. Norma Técnica Colombiana NTC 2805. Segunda actualización. Santa fe de Bogotá, D.C.: ICONTEC, 2002. 36 p. NTC 2805

INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators, IEEE Standard 112-2004. Estados Unidos, Nueva York: IEEE, 2004. 25 p.

_____. Norma IEEE 118-1978. Medición de la resistencia eléctrica. Estados Unidos, Nueva York: IEEE, 1978. 39 p.

SANG BE, Lee, T. G. Habetler, HARLEY, R. G. and GRITTER, D. J. Artículo Técnico: "A stator and rotor resistance estimation technique for conductor temperature monitoring". En: Conference IEEE-IAS Annual Meeting, vol. 1 (2000); 6 p

_____. Thomas G. Habetler. Artículo Técnico: "An Online Stator Winding Resistance Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors". En: IEEE Transactions on industry applications. vol. 28 (Jul.-Ago.; 1992); 15 p.

_____. HABETLER, Thomas G. Artículo Técnico: "An Online Stator Winding Resistance Estimation Technique for Temperature Monitoring of Line-Connected Induction Machines". En: IEEE Transactions on industry applications. vol. 39, No 3 (may.-jun.; 2003); 13 p

ANEXOS

Anexo A. Desarrollo del circuito impreso

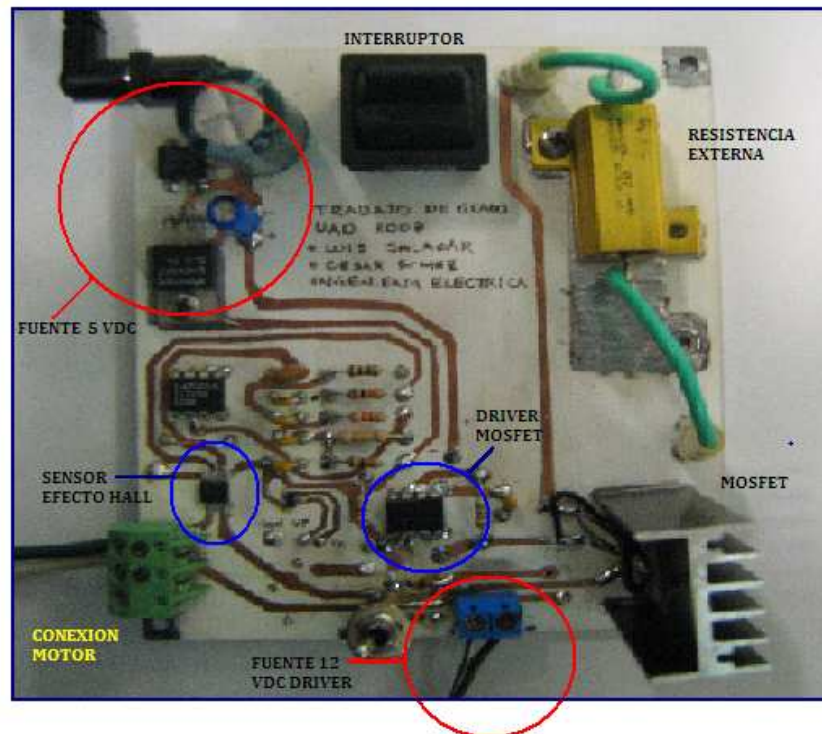


Figura 46. Circuito Electrónico para Estimación de la Resistencia Estática

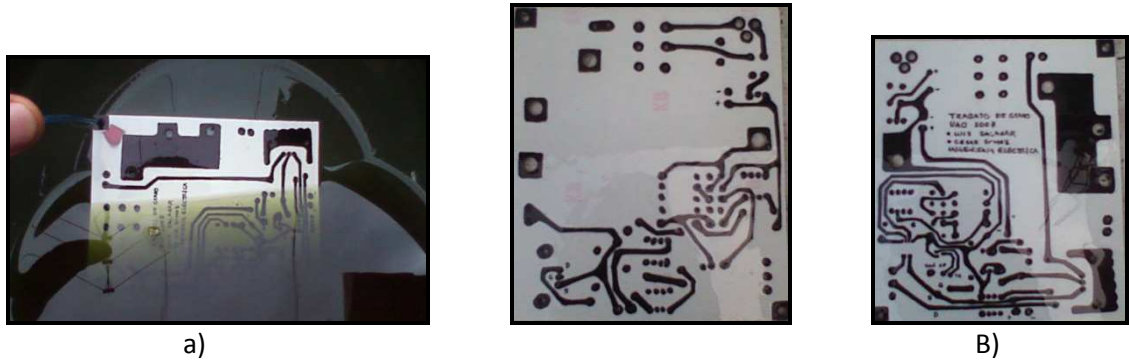


Figura 47. Etapa preliminar de diseño, a) proceso de ácido de hierro, b) placa de circuito impreso doble faz

Anexo B. Sensor de efecto hall



ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kV_{RMS} Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kV_{RMS} minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage



TÜV America
Certificate Number:
U8V 06 05 54214 010



Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1

Description

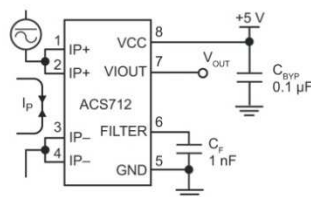
The Allegro® ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ($>V_{IOUT(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power

Continued on the next page...

Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current, I_P , within the range specified. C_F is recommended for noise management, with values that depend on the application.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Description (continued)

loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 current sensor to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

Selection Guide

Part Number	Packing*	T _A (°C)	Optimized Range, I _P (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	−40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	−40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	−40 to 85	±30	66

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V _{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V _{RCC}		−0.1	V
Output Voltage	V _{IOUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V _{RIOUT}		−0.1	V
Reinforced Isolation Voltage	V _{ISO}	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T _A =25°C	2100	V
		Voltage applied to leadframe (Ip+ pins), based on IEC 60950	184	V _{peak}
Basic Isolation Voltage	V _{ISO(bsc)}	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T _A =25°C	1500	V
		Voltage applied to leadframe (Ip+ pins), based on IEC 60950	354	V _{peak}
Output Current Source	I _{IOUT(SOURCE)}		3	mA
Output Current Sink	I _{IOUT(SINK)}		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I _P	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T _A	Range E	−40 to 85	°C
Maximum Junction Temperature	T _{J(max)}		165	°C
Storage Temperature	T _{stg}		−65 to 170	°C

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001



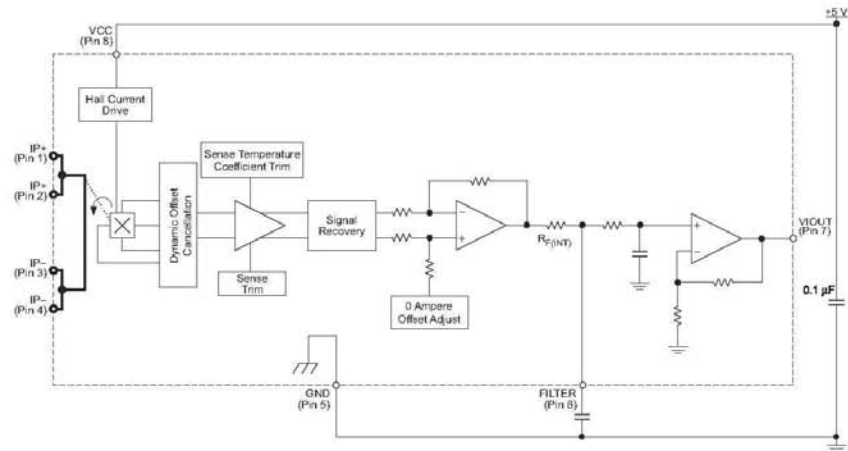
Allegro Microsystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1-508-853-5000; www.allegromicro.com

2

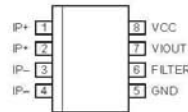
ACS712

*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

Functional Block Diagram



Pin-out Diagram



Terminal List Table

Number	Name	Description
1 and 2	IP+	Terminals for current being sensed; fused internally
3 and 4	IP-	Terminals for current being sensed; fused internally
5	GND	Signal ground terminal
6	FILTER	Terminal for external capacitor that sets bandwidth
7	VIOUT	Analog output signal
8	VCC	Device power supply terminal



Allegro Microsystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1-508-853-5000; www.allegromicro.com

ACS712

*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

COMMON OPERATING CHARACTERISTICS¹ over full range of T_A , $C_F = 1$ nF, and $V_{CC} = 5$ V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
ELECTRICAL CHARACTERISTICS						
Supply Voltage	V_{CC}		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	I_{CC}	$V_{CC} = 5.0$ V, output open	–	10	13	mA
Output Capacitance Load	C_{LOAD}	V _{OUT} to GND	–	–	10	nF
Output Resistive Load	R_{LOAD}	V _{OUT} to GND	4.7	–	–	k Ω
Primary Conductor Resistance	$R_{PRIMARY}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	–	1.2	–	m Ω
Rise Time	t_r	$I_P = I_P(\text{max})$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_{OUT} = \text{open}$	–	5	–	μs
Frequency Bandwidth	f	–3 dB, $T_A = 25^\circ\text{C}$; I_P is 10 A peak-to-peak	–	80	–	kHz
Nonlinearity	E_{LIN}	Over full range of I_P	–	1.5	–	%
Symmetry	E_{SYM}	Over full range of I_P	98	100	102	%
Zero Current Output Voltage	$V_{OUT(0)}$	Bidirectional; $I_P = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	–	$V_{CC} \times 0.5$	–	V
Power-On Time	t_{PO}	Output reaches 90% of steady-state level, $T_J = 25^\circ\text{C}$, 20 A present on leadframe	–	35	–	μs
Magnetic Coupling ²			–	12	–	G/A
Internal Filter Resistance ³	$R_{F(INT)}$			1.7		k Ω

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient, T_A , and internal leadframe temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_J(\text{max})$, is not exceeded.

²1 G = 0.1 mT.

³ $R_{F(INT)}$ forms an RC circuit via the FILTER pin.

COMMON THERMAL CHARACTERISTICS¹

			Min.	Typ.	Max.	Units
Operating Internal Leadframe Temperature	T_A	E range	–40	–	85	$^\circ\text{C}$
					Value	Units
Junction-to-Lead Thermal Resistance ²	$R_{\theta JL}$	Mounted on the Allegro ASEK 712 evaluation board			5	$^\circ\text{C/W}$
Junction-to-Ambient Thermal Resistance	$R_{\theta JA}$	Mounted on the Allegro 85-0322 evaluation board, includes the power consumed by the board			23	$^\circ\text{C/W}$

¹Additional thermal information is available on the Allegro website.

²The Allegro evaluation board has 1500 mm² of 2 oz. copper on each side, connected to pins 1 and 2, and to pins 3 and 4, with thermal vias connecting the layers. Performance values include the power consumed by the PCB. Further details on the board are available from the Frequently Asked Questions document on our website. Further information about board design and thermal performance also can be found in the Applications Information section of this datasheet.



Allegro MicroSystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1-508-853-5000; www.allegromicro.com

4

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

x05B PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-5	-	5	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	180	185	190	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 185 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	21	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(Q)}}$	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	-0.26	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	0.054	-	mV/A/ $^{\circ}\text{C}$
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-0.008	-	mV/A/ $^{\circ}\text{C}$
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 5\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 5\text{ A}$. Output filtered.

x20A PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-20	-	20	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	96	100	104	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 100 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	11	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(Q)}}$	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	-0.34	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-0.07	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	0.017	-	mV/A/ $^{\circ}\text{C}$
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-0.004	-	mV/A/ $^{\circ}\text{C}$
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 20\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 20\text{ A}$. Output filtered.

x30A PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-30	-	30	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	64	66	68	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 66 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	7	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(Q)}}$	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	-0.35	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	0.007	-	mV/A/ $^{\circ}\text{C}$
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-0.002	-	mV/A/ $^{\circ}\text{C}$
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 30\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 30\text{ A}$. Output filtered.



Allegro Microsystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

5

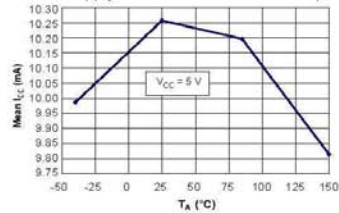
ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

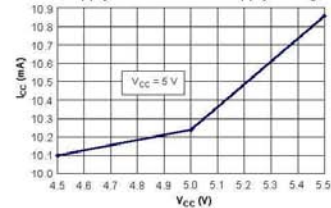
Characteristic Performance

$I_p = 5$ A, unless otherwise specified

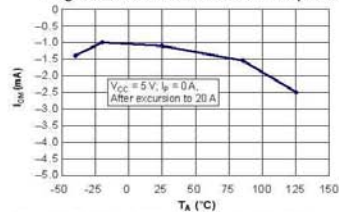
Mean Supply Current versus Ambient Temperature



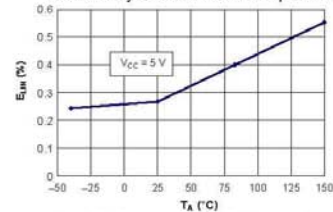
Supply Current versus Supply Voltage



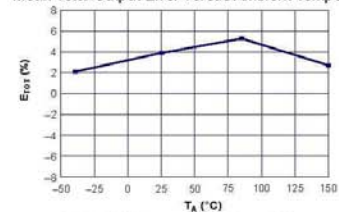
Magnetic Offset versus Ambient Temperature



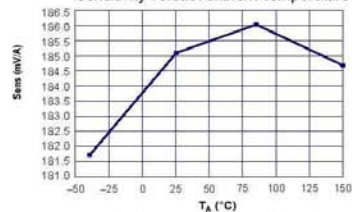
Nonlinearity versus Ambient Temperature



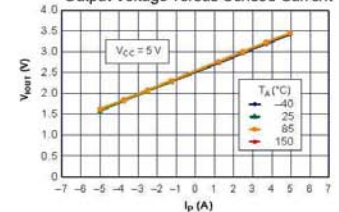
Mean Total Output Error versus Ambient Temperature



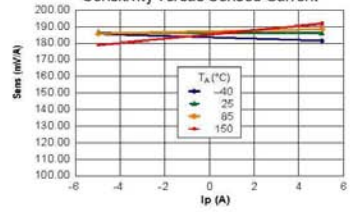
Sensitivity versus Ambient Temperature



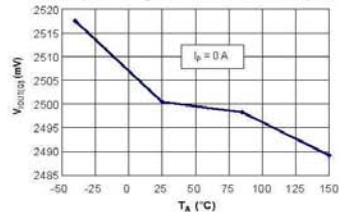
Output Voltage versus Sensed Current



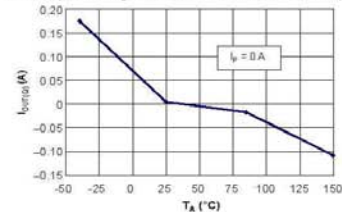
Sensitivity versus Sensed Current



0 A Output Voltage versus Ambient Temperature



0 A Output Voltage Current versus Ambient Temperature



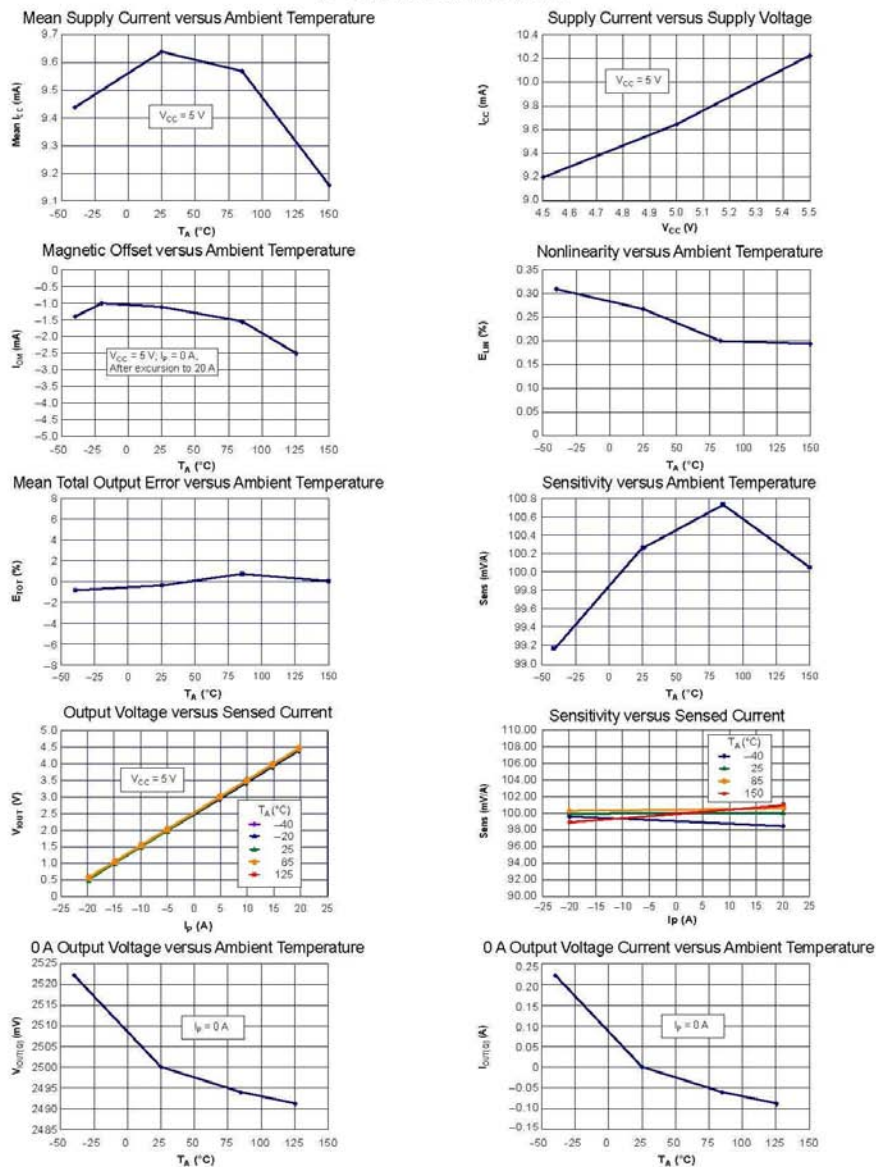
Allegro Microsystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1-508-853-5000; www.allegromicro.com

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Characteristic Performance

$I_P = 20$ A, unless otherwise specified



Allegro Microsystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

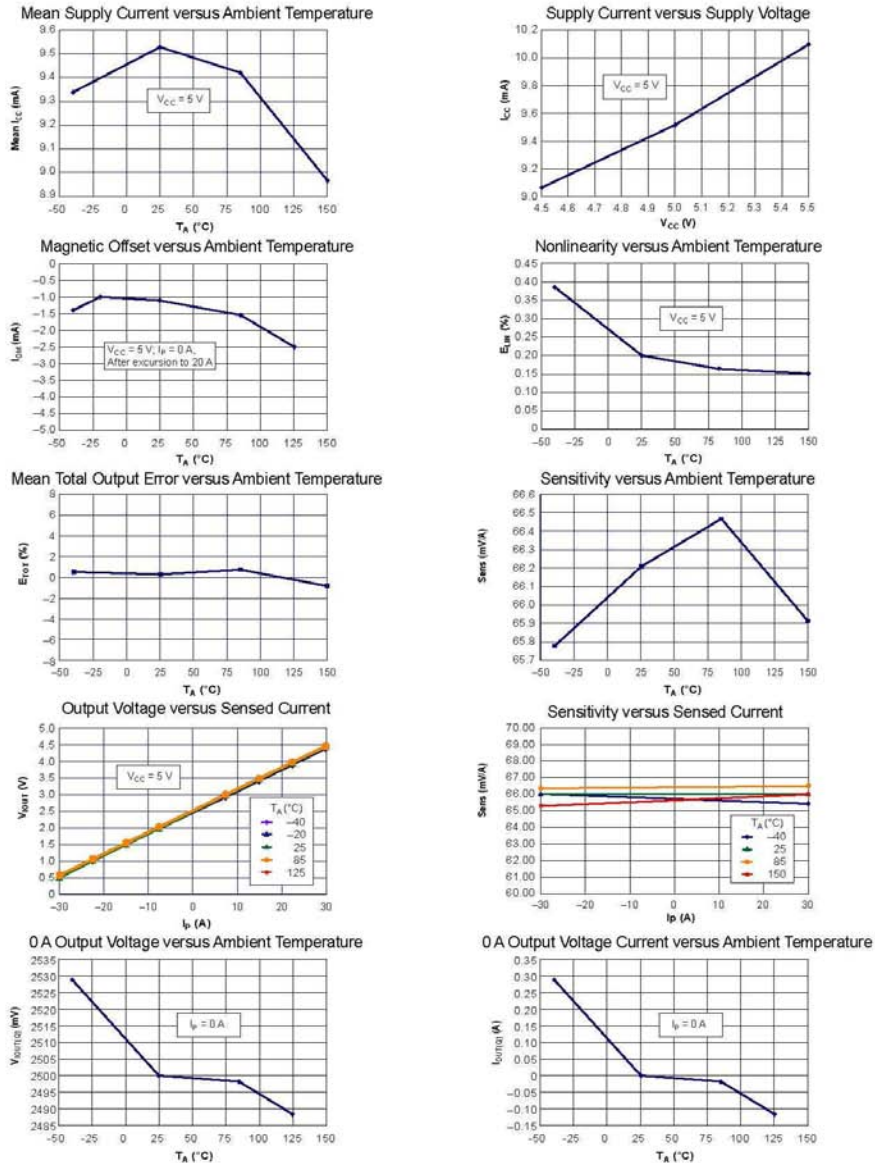
7

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Characteristic Performance

$I_P = 30$ A, unless otherwise specified



Allegro Microsystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1-508-853-5000; www.allegromicro.com

8

Definitions of Accuracy Characteristics

Sensitivity (Sens). The change in sensor output in response to a 1 A change through the primary conductor. The sensitivity is the product of the magnetic circuit sensitivity (G/A) and the linear IC amplifier gain (mV/G). The linear IC amplifier gain is programmed at the factory to optimize the sensitivity (mV/A) for the full-scale current of the device.

Noise (V_{NOISE}). The product of the linear IC amplifier gain (mV/G) and the noise floor for the Allegro Hall effect linear IC (≈ 1 G). The noise floor is derived from the thermal and shot noise observed in Hall elements. Dividing the noise (mV) by the sensitivity (mV/A) provides the smallest current that the device is able to resolve.

Linearity (E_{LIN}). The degree to which the voltage output from the sensor varies in direct proportion to the primary current through its full-scale amplitude. Nonlinearity in the output can be attributed to the saturation of the flux concentrator approaching the full-scale current. The following equation is used to derive the linearity:

$$100 \left\{ 1 - \left[\frac{\Delta \text{gain} \times \% \text{ sat } (V_{\text{IOUT_full-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)})}}{2 (V_{\text{IOUT_half-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)})}} \right] \right\}$$

where $V_{\text{IOUT_full-scale amperes}}$ = the output voltage (V) when the sensed current approximates full-scale $\pm 1\text{p}$.

Symmetry (E_{SYM}). The degree to which the absolute voltage output from the sensor varies in proportion to either a positive or negative full-scale primary current. The following formula is used to derive symmetry:

$$100 \left(\frac{V_{\text{IOUT_full-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)}}}{V_{\text{IOUT(Q)}} - V_{\text{IOUT_full-scale amperes}}} \right)$$

Quiescent output voltage (V_{IOUT(Q)}). The output of the sensor when the primary current is zero. For a unipolar supply voltage, it nominally remains at $V_{\text{CC}}/2$. Thus, $V_{\text{CC}} = 5$ V translates into $V_{\text{IOUT(Q)}} = 2.5$ V. Variation in $V_{\text{IOUT(Q)}}$ can be attributed to the resolution of the Allegro linear IC quiescent voltage trim and thermal drift.

Electrical offset voltage (V_{OE}). The deviation of the device output from its ideal quiescent value of $V_{\text{CC}}/2$ due to nonmagnetic causes. To convert this voltage to amperes, divide by the device sensitivity, Sens.

Accuracy (E_{TOT}). The accuracy represents the maximum deviation of the actual output from its ideal value. This is also known as the total output error. The accuracy is illustrated graphically in the output voltage versus current chart at right.

Accuracy is divided into four areas:

- **0 A at 25°C.** Accuracy of sensing zero current flow at 25°C, without the effects of temperature.
- **0 A over Δ temperature.** Accuracy of sensing zero current flow including temperature effects.
- **Full-scale current at 25°C.** Accuracy of sensing the full-scale current at 25°C, without the effects of temperature.
- **Full-scale current over Δ temperature.** Accuracy of sensing full-scale current flow including temperature effects.

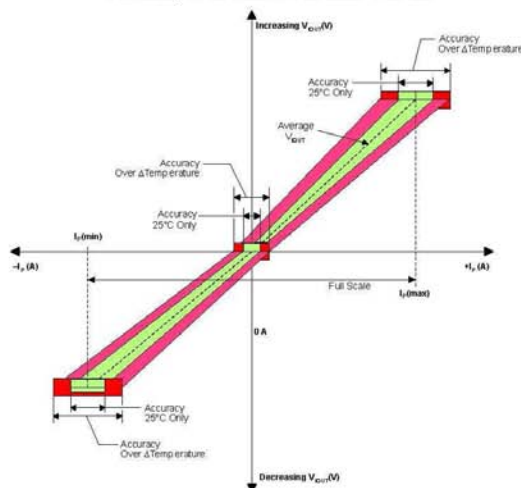
Ratiometry. The ratiometric feature means that its 0 A output, $V_{\text{IOUT(Q)}}$, (nominally equal to $V_{\text{CC}}/2$) and sensitivity, Sens, are proportional to its supply voltage, V_{CC} . The following formula is used to derive the ratiometric change in 0 A output voltage, $\Delta V_{\text{IOUT(Q)RAT}}$ (%).

$$100 \left(\frac{V_{\text{IOUT(Q)VCC}} - V_{\text{IOUT(Q)SV}}}{V_{\text{CC}} / 5 \text{ V}} \right)$$

The ratiometric change in sensitivity, $\Delta \text{Sens}_{\text{RAT}}$ (%), is defined as:

$$100 \left(\frac{\text{Sens}_{\text{VCC}} - \text{Sens}_{\text{SV}}}{V_{\text{CC}} / 5 \text{ V}} \right)$$

Output Voltage versus Sensed Current
Accuracy at 0 A and at Full-Scale Current

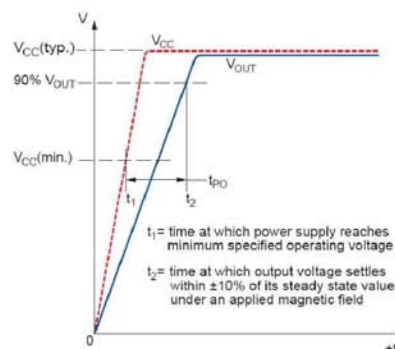


ACS712

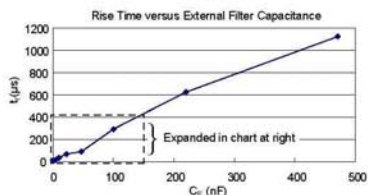
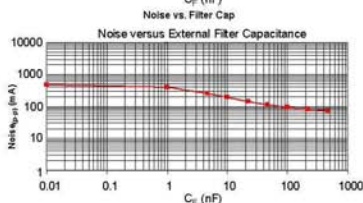
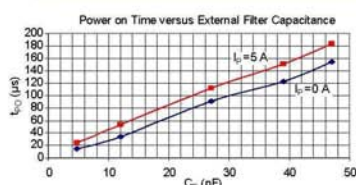
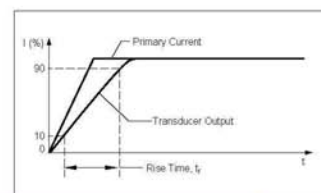
Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Definitions of Dynamic Response Characteristics

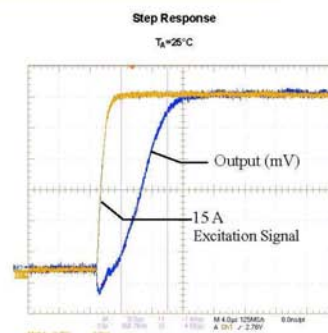
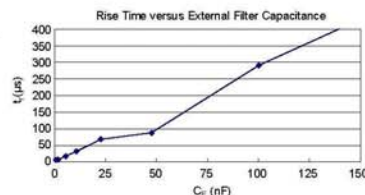
Power-On Time (t_{PO}). When the supply is ramped to its operating voltage, the device requires a finite time to power its internal components before responding to an input magnetic field. Power-On Time, t_{PO} , is defined as the time it takes for the output voltage to settle within $\pm 10\%$ of its steady state value under an applied magnetic field, after the power supply has reached its minimum specified operating voltage, $V_{CC(min)}$, as shown in the chart at right.



Rise time (t_r). The time interval between a) when the sensor reaches 10% of its full scale value, and b) when it reaches 90% of its full scale value. The rise time to a step response is used to derive the bandwidth of the current sensor, in which $f(-3\text{ dB}) = 0.35/t_r$. Both t_r and $t_{RESPONSE}$ are detrimentally affected by eddy current losses observed in the conductive IC ground plane.



C_F (nF)	t_r (μs)
0	6.6
1	7.7
4.7	17.4
10	32.1
22	68.2
47	98.2
100	291.3
220	623.0
470	1120.0



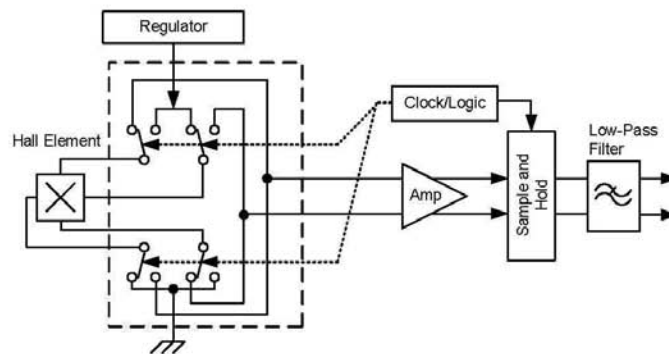
Allegro MicroSystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

Chopper Stabilization Technique

Chopper Stabilization is an innovative circuit technique that is used to minimize the offset voltage of a Hall element and an associated on-chip amplifier. Allegro patented a Chopper Stabilization technique that nearly eliminates Hall IC output drift induced by temperature or package stress effects. This offset reduction technique is based on a signal modulation-demodulation process. Modulation is used to separate the undesired dc offset signal from the magnetically induced signal in the frequency domain. Then, using a low-pass filter, the modulated dc offset is suppressed while the magnetically induced signal passes through the filter.

As a result of this chopper stabilization approach, the output voltage from the Hall IC is desensitized to the effects of temperature and mechanical stress. This technique produces devices that have an extremely stable Electrical Offset Voltage, are immune to thermal stress, and have precise recoverability after temperature cycling.

This technique is made possible through the use of a BiCMOS process that allows the use of low-offset and low-noise amplifiers in combination with high-density logic integration and sample and hold circuits.



Concept of Chopper Stabilization Technique

**Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor**

[illegible]

The circuit diagram shows an ACST712 precision centration module connected to an LM321 op-amp. The module's VCC (pin 1) is connected to +5V, and its GND (pin 4) is connected to ground. The module's input (pin 2) is connected to the input signal, and its output (pin 3) is connected to the non-inverting input (pin 1) of the LM321. The LM321's VCC (pin 8) is connected to +5V, and its GND (pin 5) is connected to ground. The op-amp's inverting input (pin 2) is connected to the output (pin 4) through a feedback resistor R3 (3.3 kΩ). The output (pin 4) is also connected to ground through a capacitor C1 (1000 pF). The op-amp's output (pin 4) is connected to the output of the module (pin 3) through a resistor R1 (100 kΩ). The module's output (pin 3) is also connected to ground through a resistor R2 (100 kΩ). The module's input (pin 2) is also connected to ground through a resistor R4 (1 kΩ). A bypass capacitor Cbyp (0.1 μF) is connected between +5V and ground.



96

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Improving Sensing System Accuracy Using the FILTER Pin

In low-frequency sensing applications, it is often advantageous to add a simple RC filter to the output of the sensor. Such a low-pass filter improves the signal-to-noise ratio, and therefore the resolution, of the sensor output signal. However, the addition of an RC filter to the output of a sensor IC can result in undesirable sensor output attenuation — even for dc signals.

Signal attenuation, ΔV_{ATT} , is a result of the resistive divider effect between the resistance of the external filter, R_F (see Application 6), and the input impedance and resistance of the customer interface circuit, R_{INTFC} . The transfer function of this resistive divider is given by:

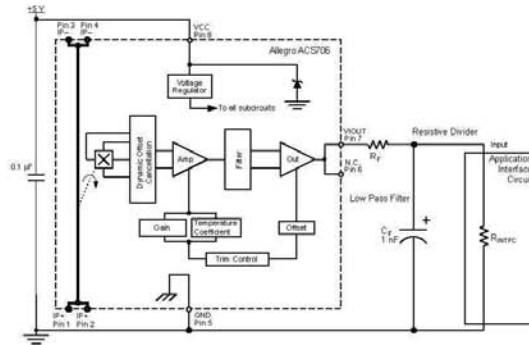
$$\Delta V_{ATT} = V_{OUT} \left(\frac{R_{INTFC}}{R_F + R_{INTFC}} \right)$$

Even if R_F and R_{INTFC} are designed to match, the two individual resistance values will most likely drift by different amounts over

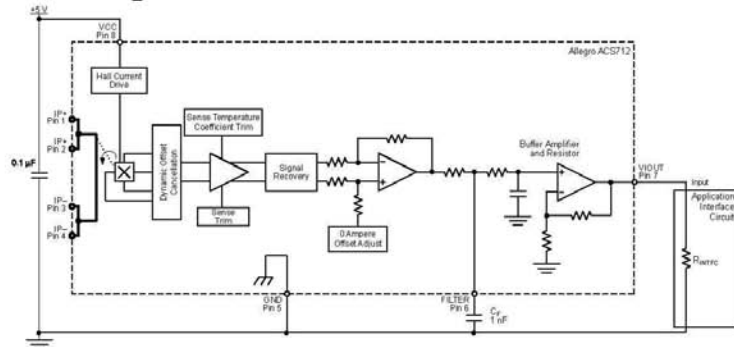
temperature. Therefore, signal attenuation will vary as a function of temperature. Note that, in many cases, the input impedance, R_{INTFC} , of a typical analog-to-digital converter (ADC) can be as low as 10 k Ω .

The ACS712 contains an internal resistor, a FILTER pin connection to the printed circuit board, and an internal buffer amplifier. With this circuit architecture, users can implement a simple RC filter via the addition of a capacitor, C_F (see Application 7) from the FILTER pin to ground. The buffer amplifier inside of the ACS712 (located after the internal resistor and FILTER pin connection) eliminates the attenuation caused by the resistive divider effect described in the equation for ΔV_{ATT} . Therefore, the ACS712 device is ideal for use in high-accuracy applications that cannot afford the signal attenuation associated with the use of an external RC low-pass filter.

Application 6. When a low pass filter is constructed externally to a standard Hall effect device, a resistive divider may exist between the filter resistor, R_F , and the resistance of the customer interface circuit, R_{INTFC} . This resistive divider will cause excessive attenuation, as given by the transfer function for ΔV_{ATT} .



Application 7. Using the FILTER pin provided on the ACS712 eliminates the attenuation effects of the resistor divider between R_F and R_{INTFC} shown in Application 6.



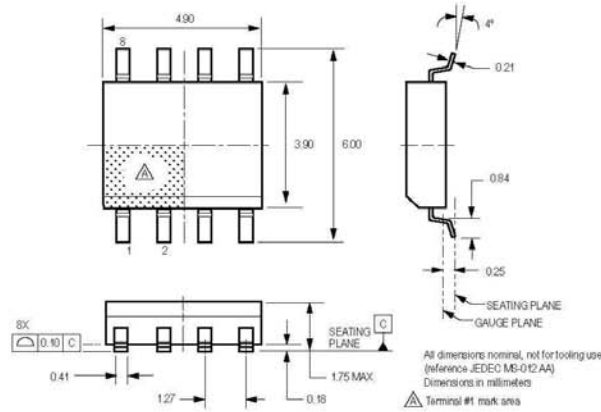
Allegro Microsystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

13

ACS712

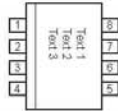
*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

Package LC, 8-pin SOIC



Package Branding

Two alternative patterns are used



ACS712T RLCPPP YYWWA	ACS	Allegro Current Sensor	ACS712T RLCPPP L...L YYWW	ACS	Allegro Current Sensor
	712	Device family number		712	Device family number
	T	Indicator of 100% matte tin leadframe plating		T	Indicator of 100% matte tin leadframe plating
	R	Operating ambient temperature range code		R	Operating ambient temperature range code
	LC	Package type designator		LC	Package type designator
YYWWA	PPP	Primary sensed current	YYWW	PPP	Primary sensed current
	YY	Date code: Calendar year (last two digits)		L...L	Lot code
	WW	Date code: Calendar week		YY	Date code: Calendar year (last two digits)
	A	Date code: Shift code		WW	Date code: Calendar week

Copyright ©2006, 2007, Allegro MicroSystems, Inc.

The products described herein are manufactured under one or more of the following U.S. patents: 5,045,920; 5,264,783; 5,442,283; 5,389,889; 5,581,179; 5,517,112; 5,619,137; 5,621,319; 5,650,719; 5,686,894; 5,694,038; 5,729,130; 5,917,320; and other patents pending.

Allegro MicroSystems, Inc. reserves the right to make, from time to time, such departures from the detail specifications as may be required to permit improvements in the performance, reliability, or manufacturability of its products. Before placing an order, the user is cautioned to verify that the information being relied upon is current.

Allegro's products are not to be used in life support devices or systems, if a failure of an Allegro product can reasonably be expected to cause the failure of that life support device or system, or to affect the safety or effectiveness of that device or system.

The information included herein is believed to be accurate and reliable. However, Allegro MicroSystems, Inc. assumes no responsibility for its use; nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use.

For the latest version of this document, visit our website:

www.allegromicro.com



Allegro MicroSystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

Anexo C. Estructura interna del sensor de efecto hall



Application Information

Recent Trends in Hall Effect Current Sensing

By John Cummings, Michael C. Doogue, Andreas P. Friedrich
Allegro MicroSystems, Inc.

Abstract

This paper presents recent advances in integrated Hall-effect-based current sensor microsystems. It covers the various packaging concepts for integrating the primary current path into the system, the major improvements in sensor parameters, as well as a few examples of typical application circuits for uninterruptible power supplies (UPS), inverters, and battery monitoring.

Introduction

The demand for low-cost, accurate, small-size current sensors has grown rapidly during the last decade, in industrial, automotive, commercial, and communications systems. Various technologies can be used to transduce an electric current to a proportional voltage. The advantages of a Hall-effect magnetic detector are the inherent voltage isolation from the current path and the integration of the Hall element and interface electronics on a single silicon chip.¹ New design concepts and the systematic use of advanced BiCMOS technology have allowed further improvements in sensor performance. These also have opened the door to new product approaches by supporting the integration of additional functions, such as power protection, in the same current sensor ic. This paper covers the basic packaging and ic design concepts of the Allegro® ACS current sensor family and explores some recent trends that have enabled Allegro to develop its next generation of fully integrated low-cost current sensor systems.

Packaging Concept

Allegro current sensors are characterized by the integration of a monolithic linear Hall ic and a low-resistance primary current conduction path into a single-shot-overmolded package.² Device accuracy is optimized through the close proximity and precise positioning of the Hall transducer relative to the copper conductor. Low power losses and high voltage isolation are intrinsic to the packaging concept. The final size, shape, and additional components of the pack-

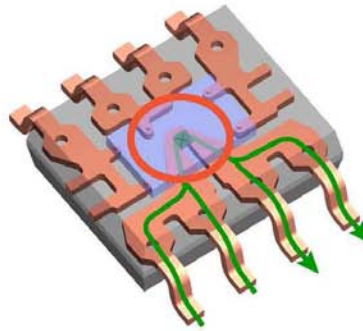


Figure 1. Internal structure of an ACS sensor package, showing the U-shaped primary copper conductor and the single flip-chip-mounted Hall ic.

aged current measurement systems depend on the amplitude of primary current to be measured. This section details the innovative packaging technologies for different current measurement ranges.

Currents up to 20 A

For small nominal currents, up to ± 20 A, the Hall die and the primary current path are packaged in a standard-footprint SOIC8 surface mount package, shown in figure 1 and figure 3. This provides a compact, low profile solution that is compatible with high volume automated board assembly techniques. The use of flip-chip technology allows an optimized magnetic coupling between the active face of the Hall element and the magnetic field generated by the current being sensed. A flux concentrator is therefore not required. The internal resistance of the copper path used for current sensing is typically 1.5 m Ω for low power loss. The power

terminals are also electrically isolated from the low voltage sensor signal I/O pins. Careful IC and package design permitted further improvement of the voltage isolation of the device, with a typical DC isolation voltage of 5 kV, and an RMS isolation voltage of 1.6 kV minimum and 2.5 kV typical (at 60 Hz for 1 minute) between primary current path and signal sides.

Currents up to 200 A

For higher currents, the cross section of the copper conductor has to be increased to accommodate the current density within the material, which is provided in the CB package. Because of the magnetic coupling between this thicker conductor and the linear Hall element, a flux concentrator has to be used. The copper path, linear SIP Hall sensor, and concentrator are precisely assembled before being overmolded. Through careful design of the system, the primary conductor resistance is typically as low as 100 $\mu\Omega$ and a minimum RMS isolation voltage of 3 kV (at 60 Hz for 1 minute) is achieved between primary path and signal sides. Figure 2 shows the internal structure of such a ± 200 A current

sensor, and figure 3 shows a photograph of both this and the ± 20 A package types.

Currents Above 200 A

If currents to be measured are higher than 200 A, the sensors can be used in a current divider configuration.³ This method involves splitting the path of the current being sensed. The simplest approach is to design a notched bus bar such that only a well-controlled fraction of the current flows through the sensor, the other going through a shunt path (see figure 4). The current split ratio is determined by the geometry of the bus bar. An inherent disadvantage of this approach is that it reduces the current resolution by the same proportion as the current is divided.

The resolution of the current sensing system can be increased if the current is split equally and two devices are used in parallel (see figure 5). A simple circuit involving level-shifting and adding the outputs of the two sensors can be used to obtain a linear output proportional to the total primary current.³

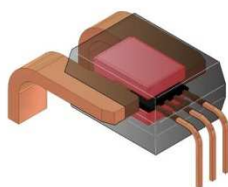


Figure 2. Internal structure of the sensor (CB package) showing the primary conductor (copper, left), the flux concentrator (red) and the linear SIP Hall IC (black) and signal pins (copper, right).

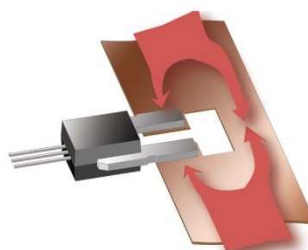


Figure 4. Current divider configuration. The current sensor can be connected directly to a bus bar.

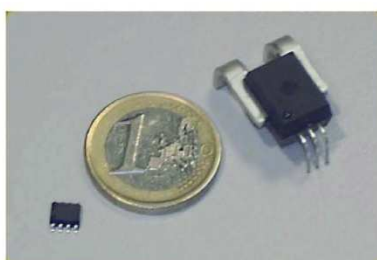


Figure 3. Photograph of ± 20 A (LC package) and ± 200 A (CB package) current sensors, shown with a coin for comparison.

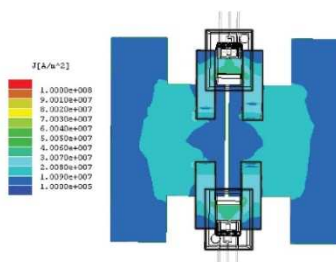


Figure 5. Equal current splitting with enhanced resolution. The outputs of the two sensors can be combined to obtain a linear output proportional to the total current to be sensed.

This section details the basic chip architecture and most important sensor parameters.

The central element of the sensor is a precise, low-offset silicon Hall *ic*. A block diagram is shown in figure 6. The magnetic flux generated by the primary current is sensed by the Hall element. A BiCMOS chopper stabilization circuit is utilized to reduce signal offset and to stabilize the output of the sensor over its operating temperature range.⁴ The on-chip electronics produce an analog voltage that is proportional to the input current.

a simple RC filter can be used at the output to further improve signal-to-noise ratio.

Although the SOIC8 current sensors are designed for ± 20 A, they can withstand large transient overcurrents of up to 100 A. The limiting factor determining the overcurrent capability of the devices is the junction temperature of the IC ($T_{j(\max)}$), which equals 165°C), and is therefore determined by the thermal design of the printed circuit board (PCB) in the application.

- ac and dc current measurement
- 1.5 m Ω internal conductor resistance
- 1600 V_{RMS} (min) isolation voltage
- 4.5 to 5.5 V supply operation
- 50 kHz bandwidth
- $\pm 1.5\%$ total output error at room temperature
- operating temperature range of -40°C to 85°C
- small footprint, low-profile SOIC8 package
- near-zero magnetic hysteresis
- ratiometric output from supply voltage
- RoHS compliant (flip-chip high-temperature Pb-based solder balls are currently exempt from RoHS)



±200 A Sensor Main Features

The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5× overcurrent conditions. The main features and benefits are summarized as follows:

- AC and DC current measurement
- 100 $\mu\Omega$ internal conductor resistance
- 3000 V_{RMS} (min) isolation voltage
- 4.5 to 5.5 V supply operation
- 35 to 50 kHz bandwidth
- $\pm 1.0\%$ total output error at room temperature
- operating temperature range -40°C to 150°C (a function of primary current)
- small package size, easy mounting capability
- ratiometric output from supply voltage
- lead (Pb) free

Recent Trends

Current-sensing solutions for advanced industrial, automotive, commercial, and communications systems are facing new challenges. Although the solutions presented in the previous paragraphs are already covering a large variety of customer requirements, the general trend is clearly towards low cost, high accuracy, and small size systems, but with added functionality. This section describes two innovative devices developed at Allegro to address these needs.

Improved Sensor Performance

In an effort to further improve the characteristics of the ± 20 A low-profile SOIC8 sensor, Allegro developed a third generation device with specific focus on noise and total output error reduction. The chip design was developed on the latest Allegro low-noise 0.65 μm BiCMOS process (DABIC6). A total of 23 programming bits can be used to optimize following sensor parameters after packaging:

- quiescent output voltage
- sensitivity
- sensitivity temperature coefficient

The combination of improved process performance, new design concepts, and additional programming capability resulted in a 2× reduction in noise. The total output error at $I_P = \pm 20$ A was improved from $\pm 8.4\%$ to $\pm 1.5\%$ in an industrial temperature range, -40°C to 85°C .

This new device also has a filter pin that can be used to set the -3 dB point with a capacitor. This reduces the number of external components required to improve sensor resolution (no sense

resistor needed). The peak-to-peak current noise levels, for different filter capacitor values, at $T = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C , and $I_P = \pm 20$ A, are given in the following table:

Filter Pin External Capacitor (nF)	Bandwidth (kHz)	Peak-to-Peak Noise (mV typ)
1	50	40
4.7	20	24
47	2	10

This new ACS712 device is a drop-in replacement of the previous generations, ACS704 and ACS706.

Added Functionality

For large volume applications, it may be worth integrating some additional functions on the Hall IC that would usually be realized with external components. In the implementation described below, this approach resulted in a new protection IC with integrated hot-swap gate driver and internal Hall-effect-based current sensor.

The block diagram of this ACS760 device is shown in figure 7. The power supply load is measured without the use of an external sense resistor. The part uses an integrated 1.5 m Ω copper conductor and a Hall-effect current sensor to accurately measure load currents up to 30 A. The device contains overcurrent protection circuitry that trips at a user-selectable level between 30 and 40 A. If an overcurrent condition is detected, the fault output of the part trips and the gate of the external MOSFET is pulled to ground. The delay between the detection of an overcurrent condition and gate shutdown is set by an external capacitor.

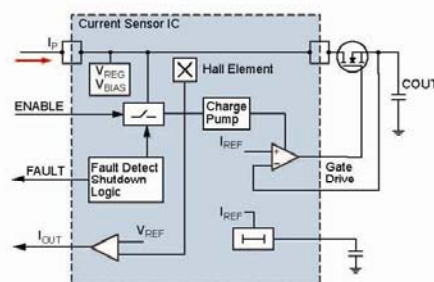


Figure 7. Block diagram of the protection IC with integrated hot-swap gate driver and internal 1.5 m Ω Hall-effect-based current sensor.

Applications Examples

This section gives two applications examples, in which the ACS current sensors provide optimal current sensing solutions.

Battery Monitoring

Smart battery systems require circuitry to monitor cell voltages, temperatures, and currents. For capacity monitoring applications, all of these measurements are critical. The most difficult to design-in properly, however, is current measurement. The reasons for this are the requirements for accuracy, power dissipation, and solution size.

Current measurement accuracy is essential to ensuring that the capacity monitoring algorithms are working well. The traditional method of measuring this current is with a shunt in the ground path or on the low side. The key problem with this method is that, to minimize I^2R losses, the value of the shunt needs to remain very small. With this approach, low-current measurement accuracy becomes compromised. What it means for notebook computer applications is that during suspend, hibernate, or other low-power states, it is difficult for the battery to accurately monitor the current flowing into the system.

If the battery is using a 10 mΩ sense resistor to minimize power dissipation at nominal loads, when in a low-power state with only 50 mA of power draw, the voltage across the shunt would be only

500 pV. This voltage is very difficult to resolve, and complicated algorithms for estimating the residual capacity must be developed for the battery in order to compensate for this effect. These routines are conservative in nature, meaning that they tend to assume that the battery is losing a little more capacity than is actually calculated. The result can be an appearance of excessive loss in battery capacity over time.

Depending on the battery and the application, sense resistors in the range of 1 to 2 W would be required to monitor the currents. Typically in portable solutions, however, there is not enough space for 2 W resistors, so the solution is usually limited to 1 W resistors. For higher-current solutions, multiple resistors are used in parallel to keep the power ratings within the device limitations. Both solutions have a large impact on the board real estate required to fit these components.

By using a Hall-effect device as a shunt solution in the battery pack, the power dissipation in the pack can be reduced. The advantage of using Hall-effect devices is readily apparent with the low insertion loss of the device. In an SOIC8 package, the ACS712 lead-frame insertion loss is only 1.5 mΩ. The difference in power consumption over a range of load currents is shown in figure 8.

The use of a Hall-effect device as shown in figure 9 can increase the accuracy of current measurements. This block diagram shows a high current path and a low current path. The low-current path

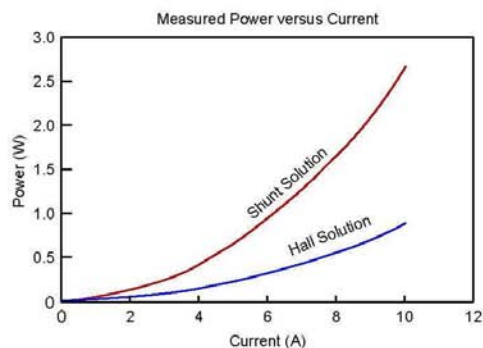


Figure 8. Power loss in shunt versus Hall-effect current sensing solutions.

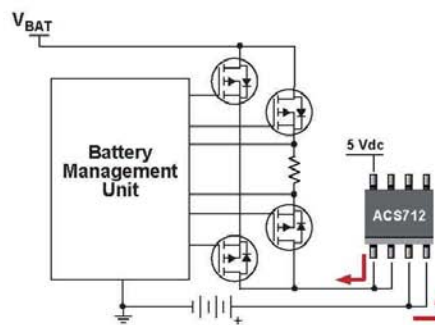


Figure 9. Improved accuracy and efficiency in battery monitoring with Hall-effect devices.

can be enabled for better accuracy at monitoring small currents. Not only does the solution shown in figure 9 provide higher accuracy for lower charge and discharge currents, but also it provides more signal than the shunt solution over the measurement range. Assuming that the Hall-effect device has a gain of 100 mV/A, this signal is much larger than the resulting signal across a shunt resistor, as shown below in figure 10.

The step increase in gain with the Hall-effect solution assumes that the application enables the high current path shown in figure 9. The actual threshold for the transition and level of hysteresis desired will be a function of the application as well as the value of the shunt employed.

The use of Hall-effect devices in battery systems will help to reduce the PCB area required for a shunt sensing solution and enable high-side sensing, which does not interrupt the ground path. The two major benefits in using a Hall-effect device are improving current measurement accuracy over a wider current range, and reducing power consumption by significantly reducing the I^2R loss of the shunt.

Hall Effect Devices in UPS and Inverter Applications

The use of either Hall-effect devices or current transformers (CT) is common in UPS systems. While CTs are seen as low-cost solutions, they actually require more support components than a Hall-effect solution and are strictly limited to AC applications. Another secondary cost attributed to using CTs to monitor the AC line voltage is the additional circuitry to manage the effects of inrush and possible core saturation during an inrush event.

UPS solutions require using the line voltage to charge a battery that is used to supply line voltage for a system in the event of a

power failure. The goal of the UPS is to supply as much energy as possible with the maximum efficiency. For example, a 2200 VA UPS requires a typical 3-hour charge time. This same UPS can only supply approximately 24 minutes of power at half load (990 W) and 6.7 minutes at full load (1980 W). The input and output currents are monitored both for protection and to be able to show the battery state of charge with a level of confidence.

The ACS712 Hall-effect current sensor device is ideal for monitoring the input power or battery charge current for several reasons. The obvious benefit for a small form-factor Hall-effect solution is that the volume required is a fraction of the equivalent CT solution, and in addition there is an elimination of gain and additional protection components. The reason for this is that the ACS712 cannot overshoot the voltage on the isolated side of the device.

When powering the inverter stage at high loads, the optimal place to have the Hall-effect sensor is at the line voltage itself to monitor the load currents directly. The reason is that the line voltage current may be as high as 15 to 20 A_{RMS}, whereas the battery sourcing current may be in excess of 50 to 60 A, depending on the voltage of the battery stack and the efficiency of the converter. Below, figure 11 shows an example of using a Hall-effect device in a UPS power train.

This next generation of Hall-effect devices is helping to resolve known issues with CTs and to improve the reliability of systems. By using Hall-effect devices in the battery charging system and inverter power train, the efficiency of the converters can be optimized. This can help to reduce the overall size of the system and save costs.

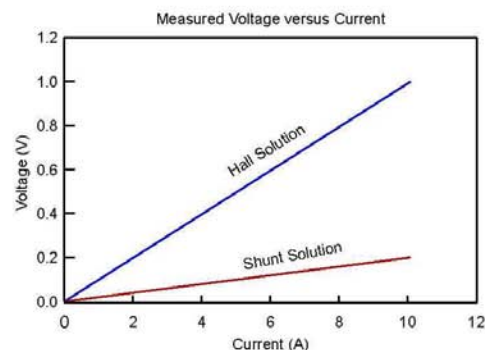


Figure 10. Output voltage of a Hall-effect solution compared to a 20 mΩ shunt.

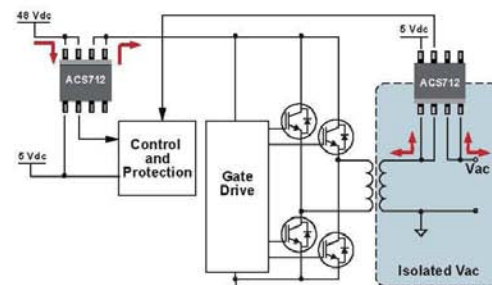


Figure 11. UPS power train architecture.

Conclusion

Innovative current sensing solutions for industrial, automotive, commercial, and communications systems were presented. The packaged sensors consist of a low-resistance primary current path and a monolithic linear Hall-effect ic that integrates the Hall element and state-of-the-art BiCMOS interface circuitry.

The sensors cover a measurement range of up to ± 200 A and can also be designed into higher current applications by using a current divider configuration. New approaches to address the trend towards low-cost, high accuracy, and small size current measurement systems with added functionality were detailed and two application examples presented.

Notes

1. R.S. Popovic, *Hall Effect Devices*, 2nd ed., IoP Publishing Ltd., 2004.
2. United States and international patents pending.
3. R. Dickinson and A. P. Friedrich, *Using Allegro Current Sensors in Current Divider Configurations for Extended Measurement Range*, Allegro MicroSystems, applications note AN295036, April 2005.
4. A. Bilotti, G. Monreal and R. Vig, "Monolithic Magnetic Hall Sensor Using Dynamic Quadrature Offset Cancellation," *IEEE J. Solid-State Circuits* 32, no. 6 (1997): 829-36.

Copyright ©2006, 2007, Allegro MicroSystems, Inc.

The products described herein are manufactured under one or more of the following U.S. patents: 5,045,920; 5,264,783; 5,442,283; 5,389,889; 5,581,179; 5,517,112; 5,619,137; 5,621,319; 5,650,719; 5,686,894; 5,694,038; 5,729,130; 5,917,320; and other patents pending.

Allegro MicroSystems, Inc. reserves the right to make, from time to time, such departures from the detail specifications as may be required to permit improvements in the performance, reliability, or manufacturability of its products. Before placing an order, the user is cautioned to verify that the information being relied upon is current.

Allegro's products are not to be used in life support devices or systems, if a failure of an Allegro product can reasonably be expected to cause the failure of that life support device or system, or to affect the safety or effectiveness of that device or system.

The information included herein is believed to be accurate and reliable. However, Allegro MicroSystems, Inc. assumes no responsibility for its use; nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use.

For the latest version of this document, visit our website:
www.allegromicro.com

Anexo D. Driver para Mosfet

ELFA

Datum 981020

PRODUKTINFORMATION

 **HÄMTFAX**
08-580 941 14  **FAX ON DEMAND**
+46 8 580 941 14  **INTERNET**
<http://www.elfa.se>

TEKNISK INFORMATION 020-75 80 20 ORDETEL 020-75 80 00 ORDERFAX 020-75 80 10
TECHNICAL INFORMATION +46 8 580 941 15 ORDERPHONE +46 8 580 941 01 ORDERFAX +46 8 580 941 11

— Vi reserverar oss mot fel samt förbehåller oss rätten till ändringar utan föregående meddelande —

ELFA artikelnr.
75-303-14 HCPL-3120 Optokopplare

Antal sidor: 25

2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler

Technical Data

HCPL-3120
HCPL-J312
HCNW3120

Features

- **2.0 A Minimum Peak Output Current**
- **15 kV/μs Minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500$ V**
- **0.5 V Maximum Low Level Output Voltage (V_{OL})**
Eliminates Need for Negative Gate Drive
- **$I_{CC} = 5$ mA Maximum Supply Current**
- **Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis**
- **Wide Operating V_{CC} Range: 15 to 30 Volts**
- **500 ns Maximum Switching Speeds**
- **Industrial Temperature Range: -40°C to 100°C**
- **Safety Approval**
UL Recognized
2500 Vrms for 1 min. for HCPL-3120
3750 Vrms for 1 min. for HCPL-J312
5000 Vrms for 1 min. for HCNW3120

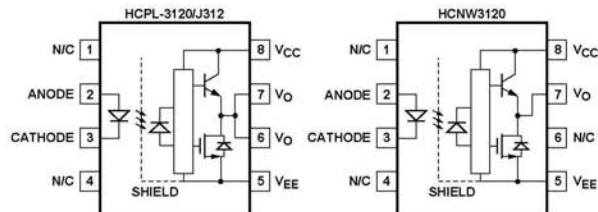
CSA Approval

VDE 0884 Approved
 $V_{IORM} = 630$ Vpeak for HCPL-3120 (Option 060)
 $V_{IORM} = 891$ Vpeak for HCPL-J312
 $V_{IORM} = 1414$ Vpeak for HCNW3120
BSI Certified (HCNW3120 only) (Pending)

Applications

- **IGBT/MOSFET Gate Drive**
- **AC/Brushless DC Motor Drives**
- **Industrial Inverters**
- **Switch Mode Power Supplies**

Functional Diagram



TRUTH TABLE

LED	$V_{CC} - V_{EE}$ "POSITIVE GOING" (i.e., TURN-ON)	$V_{CC} - V_{EE}$ "NEGATIVE GOING" (i.e., TURN-OFF)	V_O
OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Description

The HCPL-3120 contains a GaAsP LED while the HCPL-J312 and the HCNW3120 contain an AlGaAs LED. The LED is optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. These optocouplers are ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in motor control inverter applications. The high

operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by these optocouplers make them ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/100 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3120 series can be used to drive a discrete power

stage which drives the IGBT gate. The HCNW3120 has the highest insulation voltage of $V_{IORM} = 1414 \text{ Vpeak}$ in the VDE0884. The HCPL-J312 has an insulation voltage of $V_{IORM} = 891 \text{ Vpeak}$ and the $V_{IORM} = 630 \text{ Vpeak}$ is also available with the HCPL-3120 (Option 060).

Selection Guide

Part Number	HCPL-3120	HCPL-J312	HCNW3120	HCPL-3150*
Output Peak Current (I_O)	2.0 A	2.0 A	2.0 A	0.5 A
VDE0884 Approval	$V_{IORM} = 630 \text{ Vpeak}$ (Option 060)	$V_{IORM} = 891 \text{ Vpeak}$	$V_{IORM} = 1414 \text{ Vpeak}$	$V_{IORM} = 630 \text{ Vpeak}$ (Option 060)

*The HCPL-3150 Data sheet available. Contact Hewlett-Packard sales representative or authorized distributor.

Ordering Information

Specify Part Number followed by Option Number (if desired)

Example:

HCPL-3120#XXX

- 060 = VDE0884, $V_{IORM} = 630 \text{ Vpeak}$ (HCPL-3120 only)
- 300 = Gull Wing Surface Mount Option
- 500 = Tape and Reel Packaging Option

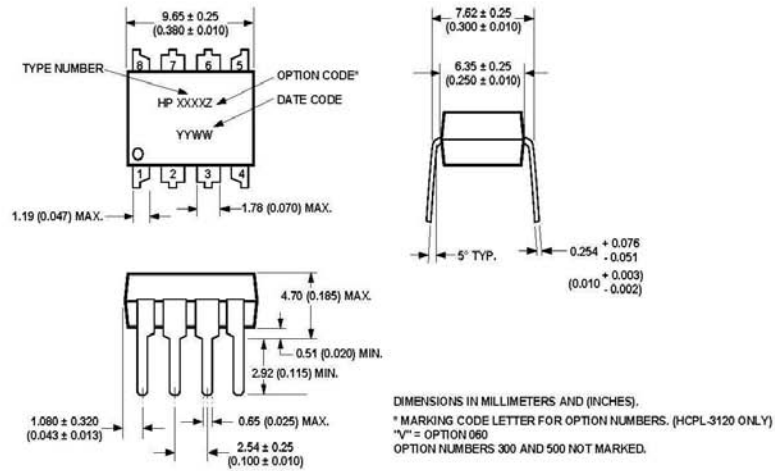
Option 500 contains 1000 units (HCPL-3120/J312), 750 units (HCNW3120) per reel.

Other options contain 50 units (HCPL-3120/J312), 42 units (HCNW312) per tube.

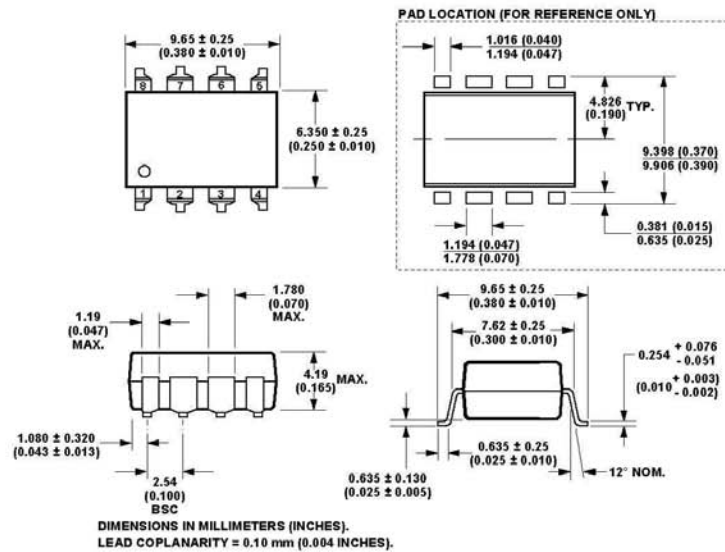
Option data sheets available. Contact Hewlett-Packard sales representative or authorized distributor.

Package Outline Drawings

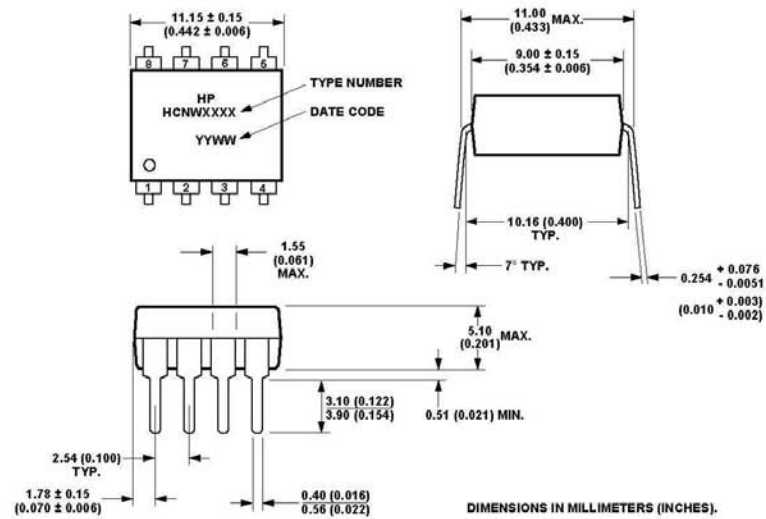
HCPL-3120 and HCPL-J312 Outline Drawing (Standard DIP Package)



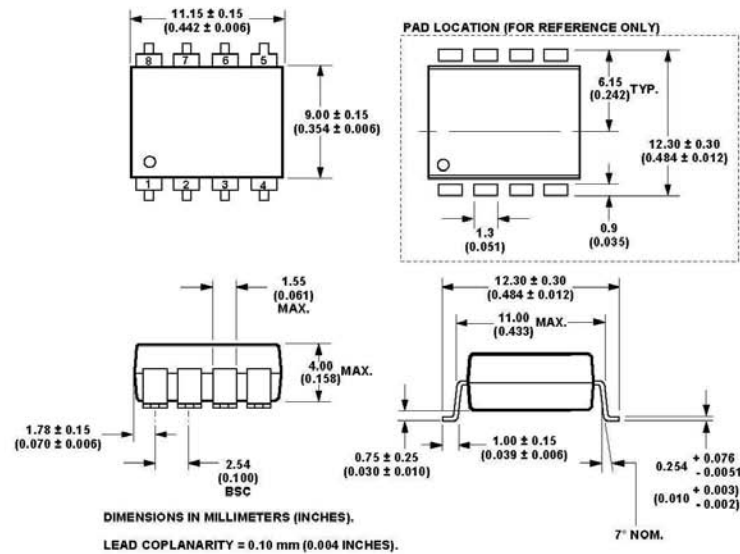
HCPL-3120 and HCPL-J312 Gull Wing Surface Mount Option 300 Outline Drawing



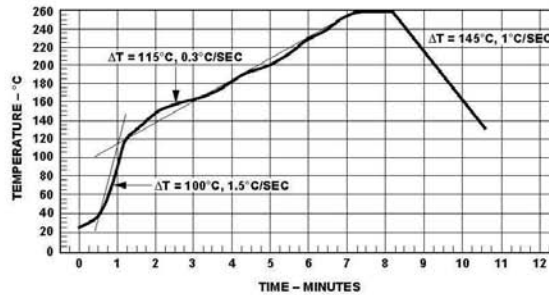
HCNW3120 Outline Drawing (8-Pin Wide Body Package)



HCNW3120 Gull Wing Surface Mount Option 300 Outline Drawing



Reflow Temperature Profile



MAXIMUM SOLDER REFLOW THERMAL PROFILE
(NOTE: USE OF NON-CHLORINE ACTIVATED FLUXES IS RECOMMENDED.)

Regulatory Information

Agency/Standard	HCPL-3120	HCPL-J312	HCNW3120
Underwriters Laboratory (UL) Recognized under UL 1577, Component Recognition Program, Category, File E55361	✓	✓	✓
Canadian Standards Association (CSA) File CA88324, per Component Acceptance Notice #5	✓	✓	✓
Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) DIN VDE 0884 (June 1992)	✓ Option 060	✓	✓
British Standards Institute (BSI) Certification According to BS EN60065: 1994 (BS415:1994), BS EN60950: 1992 (BS7002:1992)			Pending

Insulation and Safety Related Specifications

Parameter	Symbol	Value			Units	Conditions
		HCPL-3120	HCPL-J312	HCNW3120		
Minimum External Air Gap (Clearance)	L(101)	7.1	7.4	9.6	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air.
Minimum External Tracking (Creepage)	L(102)	7.4	8.0	10.0	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body.
Minimum Internal Plastic Gap (Internal Clearance)		0.08	0.5	1.0	mm	Insulation thickness between emitter and detector; also known as distance through insulation.
Tracking Resistance (Comparative Tracking Index)	CTI	>175	>175	>200	Volts	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group		IIIa	IIIa	IIIa		Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1)

All Hewlett-Packard data sheets report the creepage and clearance inherent to the optocoupler component itself. These dimensions are needed as a starting point for the equipment designer when determining the circuit insulation requirements. However, once mounted on a printed circuit

board, minimum creepage and clearance requirements must be met as specified for individual equipment standards. For creepage, the shortest distance path along the surface of a printed circuit board between the solder fillets of the input and output leads must be considered. There

are recommended techniques such as grooves and ribs which may be used on a printed circuit board to achieve desired creepage and clearances. Creepage and clearance distances will also change depending on factors such as pollution degree and insulation level.

VDE0884 Insulation Related Characteristics

Description	Symbol	HCPL-3120 Option 060	HCPL-J312	HCNW3120	Unit
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage ≤ 150 V rms for rated mains voltage ≤ 300 V rms for rated mains voltage ≤ 450 V rms for rated mains voltage ≤ 600 V rms for rated mains voltage ≤ 1000 V rms		I-IV I-IV I-III	I-IV I-IV I-III I-III	I-IV I-IV I-IV I-IV I-III	
Climatic Classification		55/100/21	55/100/21	55/100/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	2	2	
Maximum Working Insulation Voltage	V_{IORM}	630	891	1414	V_{peak}
Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$, 100% Production Test, $t_m = 1$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	1181	1670	2652	V_{peak}
Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$, Type and Sample Test, $t_m = 60$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	945	1336	2121	V_{peak}
Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage, $t_{int} = 10$ sec)	V_{IOTM}	6000	6000	8000	V_{peak}
Safety Limiting Values – maximum values allowed in the event of a failure, also see Figure 37.					
Case Temperature	T_S	175	175	150	$^{\circ}\text{C}$
Input Current	$I_{S\text{ INPUT}}$	230	400	400	mA
Output Power	$P_{S\text{ OUTPUT}}$	600	600	700	mW
Insulation Resistance at T_S , $V_{IO} = 500$ V	R_S	$\geq 10^9$	$\geq 10^9$	$\geq 10^9$	Ω

*Refer to the VDE0884 section (page 1-6/8) of the Isolation Control Component Designer's Catalog for a detailed description of Method a/b partial discharge test profiles.

Note: These optocouplers are suitable for "safe electrical isolation" only within the safety limit data. Maintenance of the safety data shall be ensured by means of protective circuits. Surface mount classification is Class A in accordance with CECC 00802.

Absolute Maximum Ratings

Parameter		Symbol	Min.	Max.	Units	Note
Storage Temperature		T_S	-55	125	°C	
Operating Temperature		T_A	-40	100	°C	
Average Input Current		$I_{F(AVG)}$		25	mA	1
Peak Transient Input Current ($<1 \mu s$ pulse width, 300 pps)		$I_{F(TRAN)}$		1.0	A	
Reverse Input Voltage	HCPL-3120	V_R		5	Volts	
	HCPL-J312			3		
	HCNW3120					
"High" Peak Output Current		$I_{OH(PEAK)}$		2.5	A	2
"Low" Peak Output Current		$I_{OL(PEAK)}$		2.5	A	2
Supply Voltage		$(V_{CC} - V_{EE})$	0	35	Volts	
Input Current (Rise/Fall Time)		$t_{r(IN)} / t_{f(IN)}$		500	ns	
Output Voltage		$V_{O(PEAK)}$	0	V_{CC}	Volts	
Output Power Dissipation		P_O		250	mW	3
Total Power Dissipation		P_T		295	mW	4
Lead Solder Temperature	HCPL-3120	260°C for 10 sec., 1.6 mm below seating plane				
	HCPL-J312					
	HCNW3120	260°C for 10 sec., up to seating plane				
Solder Reflow Temperature Profile		See Package Outline Drawings section				

Recommended Operating Conditions

Parameter		Symbol	Min.	Max.	Units
Power Supply Voltage		$(V_{CC} - V_{EE})$	15	30	Volts
Input Current (ON)	HCPL-3120	$I_{F(ON)}$	7	16	mA
	HCPL-J312				
	HCNW3120		10		
Input Voltage (OFF)		$V_{F(OFF)}$	-3.0	0.8	V
Operating Temperature		T_A	-40	100	°C

Electrical Specifications (DC)

Over recommended operating conditions ($T_A = -40$ to 100°C , $I_{F(ON)} = 7$ to 16 mA, $V_{F(OFF)} = -3.0$ to 0.8 V, $V_{CC} = 15$ to 30 V, $V_{EE} = \text{Ground}$) unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Device	Min.	Typ.*	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
High Level Output Current	I_{OH}		0.5	1.5		A	$V_O = (V_{CC} - 4 \text{ V})$	2, 3,	5
			2.0			A	$V_O = (V_{CC} - 15 \text{ V})$	17	2
Low Level Output Current	I_{OL}		0.5	2.0		A	$V_O = (V_{EE} + 2.5 \text{ V})$	5, 6,	5
			2.0			A	$V_O = (V_{EE} + 15 \text{ V})$	18	2
High Level Output Voltage	V_{OH}		$(V_{CC} - 4)$	$(V_{CC} - 3)$		V	$I_O = -100 \text{ mA}$	1, 3, 19	6, 7
Low Level Output Voltage	V_{OL}			0.1	0.5	V	$I_O = 100 \text{ mA}$	4, 6, 20	
High Level Supply Current	I_{CCH}			2.5	5.0	mA	Output Open, $I_F = 7$ to 16 mA	7, 8	
Low Level Supply Current	I_{CCL}			2.5	5.0	mA	Output Open, $V_F = -3.0$ to $+0.8 \text{ V}$		
Threshold Input Current Low to High	I_{FLH}	HCPL-3120		2.3	5.0	mA	$I_O = 0 \text{ mA}$, $V_O > 5 \text{ V}$	9, 15, 21	
		HCPL-J312		1.0					
		HCNW3120		2.3	8.0				
Threshold Input Voltage High to Low	V_{FHL}		0.8			V			
Input Forward Voltage	V_F	HCPL-3120	1.2	1.5	1.8	V	$I_F = 10 \text{ mA}$	16	
		HCPL-J312		1.6	1.95				
		HCNW3120							
Temperature Coefficient of Forward Voltage	$\Delta V_F / \Delta T_A$	HCPL-3120		-1.6		mV/ $^\circ\text{C}$	$I_F = 10 \text{ mA}$		
		HCPL-J312		-1.3					
		HCNW3120							
Input Reverse Breakdown Voltage	BV_R	HCPL-3120	5			V	$I_R = 10 \mu\text{A}$		
		HCPL-J312	3				$I_R = 100 \mu\text{A}$		
		HCNW3120							
Input Capacitance	C_{IN}	HCPL-3120		60		pF	$f = 1 \text{ MHz}$, $V_F = 0 \text{ V}$		
		HCPL-J312		70					
		HCNW3120							
UVLO Threshold	V_{UVLO+}		11.0	12.3	13.5	V	$V_O > 5 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$	22, 34	
	V_{UVLO-}		9.5	10.7	12.0				
UVLO Hysteresis	$UVLO_{HYS}$			1.6					

*All typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{CC} - V_{EE} = 30 \text{ V}$, unless otherwise noted.

Switching Specifications (AC)

Over recommended operating conditions ($T_A = -40$ to 100°C , $I_{F(ON)} = 7$ to 16 mA, $V_{F(OFF)} = -3.0$ to 0.8 V, $V_{CC} = 15$ to 30 V, $V_{EE} = \text{Ground}$) unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Propagation Delay Time to High Output Level	t_{PLH}	0.10	0.30	0.50	μs	$R_g = 10\ \Omega$, $C_g = 10\ \text{nF}$, $f = 10\ \text{kHz}$, Duty Cycle = 50%	10, 11, 12, 13, 14, 23	16
Propagation Delay Time to Low Output Level	t_{PHL}	0.10	0.30	0.50	μs			
Pulse Width Distortion	PWD			0.3	μs			
Propagation Delay Difference Between Any Two Parts	PDD ($t_{PHL} - t_{PLH}$)	-0.35		0.35	μs			
Rise Time	t_r		0.1		μs			
Fall Time	t_f		0.1		μs	$V_O > 5\ \text{V}$, $I_F = 10\ \text{mA}$	22	
UVLO Turn On Delay	$t_{UVLO\ ON}$		0.8		μs			
UVLO Turn Off Delay	$t_{UVLO\ OFF}$		0.6					
Output High Level Common Mode Transient Immunity	$ CM_H $	15	30		kV/ μs	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 10$ to $16\ \text{mA}$, $V_{CM} = 1500\ \text{V}$, $V_{CC} = 30\ \text{V}$	24	13, 14
Output Low Level Common Mode Transient Immunity	$ CM_L $	15	30		kV/ μs			

*All typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{CC} - V_{EE} = 30\ \text{V}$, unless otherwise noted.

Package Characteristics

Over recommended temperature ($T_A = -40$ to 100°C) unless otherwise specified.

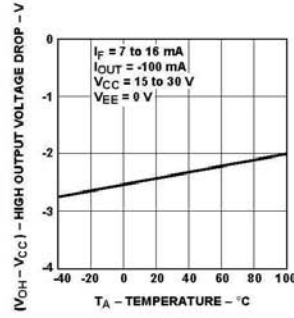
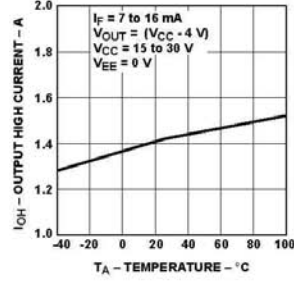
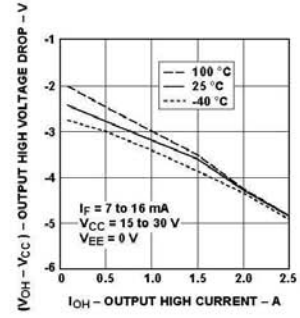
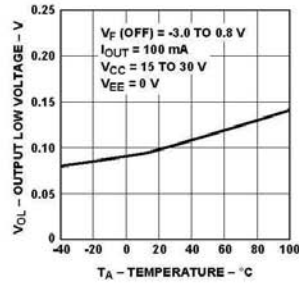
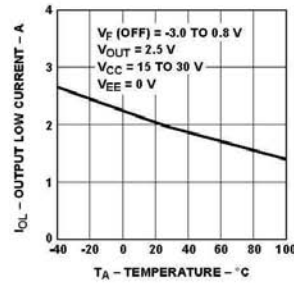
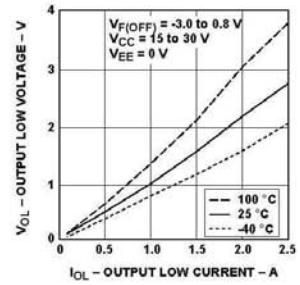
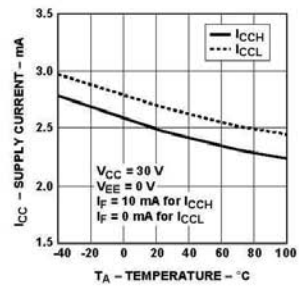
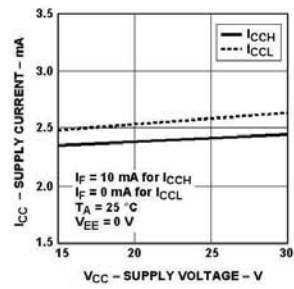
Parameter	Symbol	Device	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Input-Output Momentary Withstand Voltage**	V_{ISO}	HCPL-3120	2500			V_{RMS}	RH < 50%, t = 1 min., $T_A = 25^\circ\text{C}$		8, 11
		HCPL-J312	3750						9, 11
		HCNW3120	5000						10, 11
Resistance (Input-Output)	R_{LO}	HCPL-3120		10^{12}		Ω	$V_{LO} = 500 V_{DC}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$		11
		HCPL-J312							
		HCNW3120	10^{12}	10^{13}					
			10^{11}						
Capacitance (Input-Output)	C_{LO}	HCPL-3120		0.6		pF	f = 1 MHz		
		HCPL-J312		0.8					
		HCNW3120		0.5	0.6				
LED-to-Case Thermal Resistance	θ_{LC}			467		$^\circ\text{C}/\text{W}$	Thermocouple located at center underside of package	28	
LED-to-Detector Thermal Resistance	θ_{LD}			442		$^\circ\text{C}/\text{W}$			
Detector-to-Case Thermal Resistance	θ_{DC}			126		$^\circ\text{C}/\text{W}$			

*All typicals at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

**The Input-Output Momentary Withstand Voltage is a dielectric voltage rating that should not be interpreted as an input-output continuous voltage rating. For the continuous voltage rating refer to your equipment level safety specification or HP Application Note 1074 entitled "Optocoupler Input-Output Endurance Voltage."

Notes:

- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $0.3 \text{ mA}/^\circ\text{C}$.
- Maximum pulse width = $10 \mu\text{s}$, maximum duty cycle = 0.2% . This value is intended to allow for component tolerances for designs with I_O peak minimum = 2.0 A . See Applications section for additional details on limiting I_{OH} peak.
- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $4.8 \text{ mW}/^\circ\text{C}$.
- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $5.4 \text{ mW}/^\circ\text{C}$. The maximum LED junction temperature should not exceed 125°C .
- Maximum pulse width = $50 \mu\text{s}$, maximum duty cycle = 0.5% .
- In this test V_{OH} is measured with a dc load current. When driving capacitive loads V_{OH} will approach V_{OC} as I_{OH} approaches zero amps.
- Maximum pulse width = 1 ms , maximum duty cycle = 20% .
- In accordance with UL1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 3000 V_{RMS}$ for 1 second (leakage detection current limit, $I_{LO} \leq 5 \mu\text{A}$).
- In accordance with UL1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 4500 V_{RMS}$ for 1 second (leakage detection current limit, $I_{LO} \leq 5 \mu\text{A}$).
- In accordance with UL1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 6000 V_{RMS}$ for 1 second (leakage detection current limit, $I_{LO} \leq 5 \mu\text{A}$).
- Device considered a two-terminal device: pins 1, 2, 3, and 4 shorted together and pins 5, 6, 7, and 8 shorted together.
- The difference between t_{FHL} and t_{FLH} between any two HCPL-3120 parts under the same test condition.
- Pins 1 and 4 need to be connected to LED common.
- Common mode transient immunity in the high state is the maximum tolerable dV_{CM}/dt of the common mode pulse, V_{CM} , to assure that the output will remain in the high state (i.e., $V_O > 15.0 \text{ V}$).
- Common mode transient immunity in a low state is the maximum tolerable dV_{CM}/dt of the common mode pulse, V_{CM} , to assure that the output will remain in a low state (i.e., $V_O < 1.0 \text{ V}$).
- This load condition approximates the gate load of a $1200 \text{ V}/75 \text{ A}$ IGBT.
- Pulse Width Distortion (PWD) is defined as $|t_{FHL} - t_{FLH}|$ for any given device.

Figure 1. V_{OH} vs. Temperature.Figure 2. I_{OH} vs. Temperature.Figure 3. V_{OH} vs. I_{OH} .Figure 4. V_{OL} vs. Temperature.Figure 5. I_{OL} vs. Temperature.Figure 6. V_{OL} vs. I_{OL} .Figure 7. I_{CC} vs. Temperature.Figure 8. I_{CC} vs. V_{CC} .

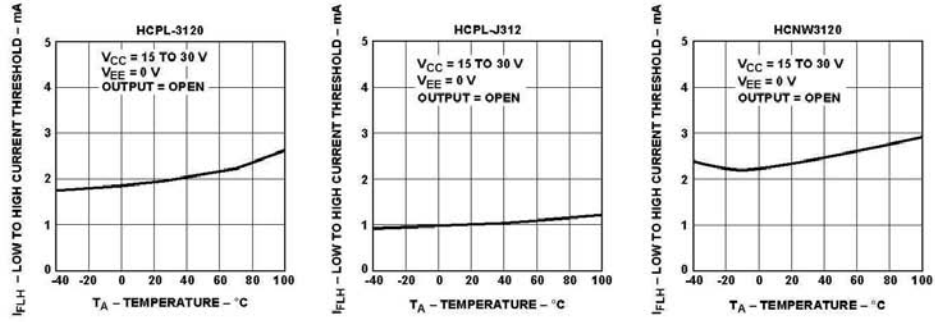
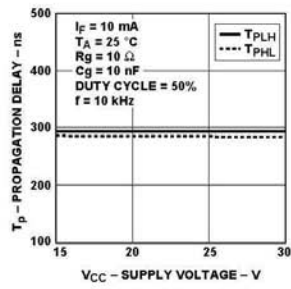
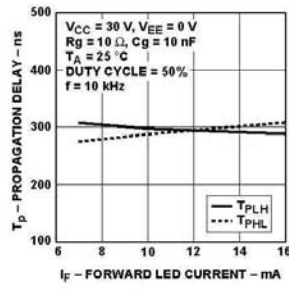
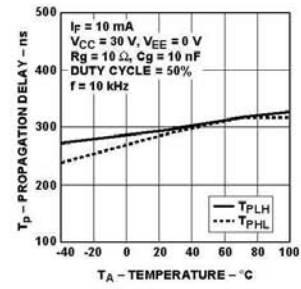
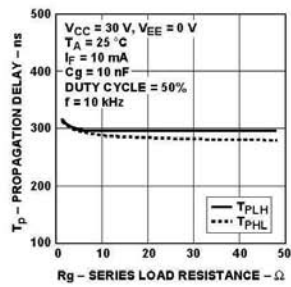
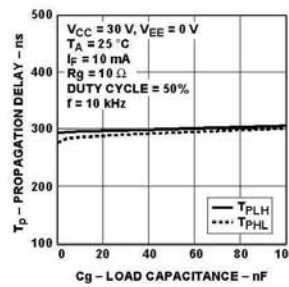
Figure 9. I_{FLH} vs. Temperature.Figure 10. Propagation Delay vs. V_{CC} .Figure 11. Propagation Delay vs. I_F .

Figure 12. Propagation Delay vs. Temperature.

Figure 13. Propagation Delay vs. R_g .Figure 14. Propagation Delay vs. C_g .

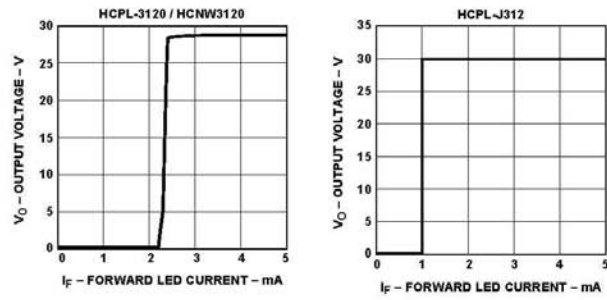


Figure 15. Transfer Characteristics.

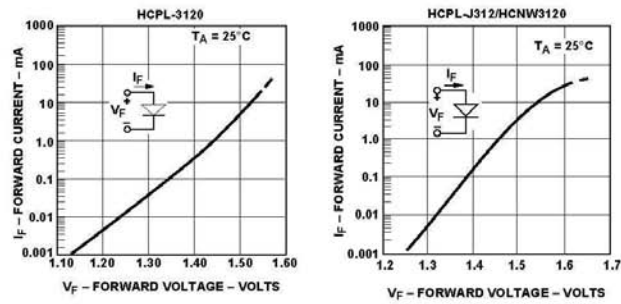
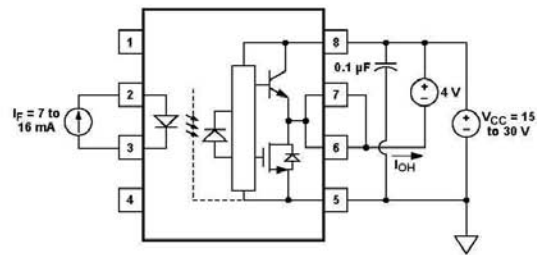


Figure 16. Input Current vs. Forward Voltage.

Figure 17. I_{OH} Test Circuit.

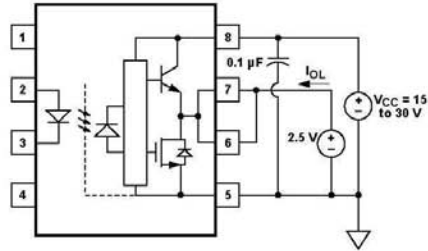
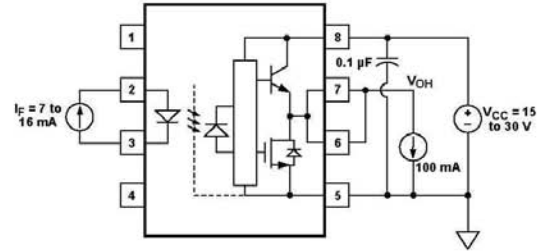
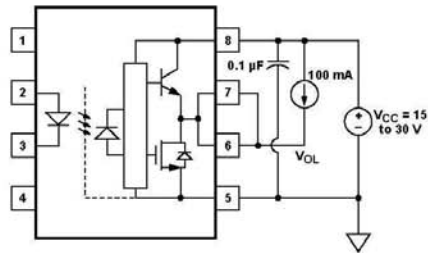
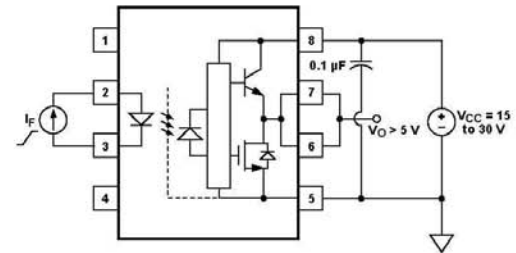
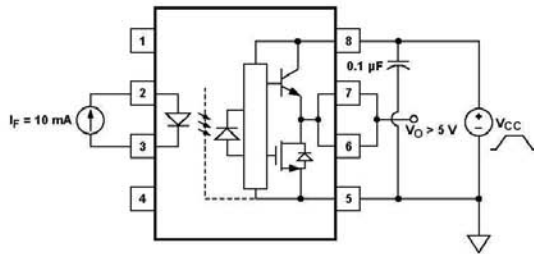
Figure 18. I_{OL} Test Circuit.Figure 19. V_{OH} Test Circuit.Figure 20. V_{OL} Test Circuit.Figure 21. I_{FLH} Test Circuit.

Figure 22. UVLO Test Circuit.

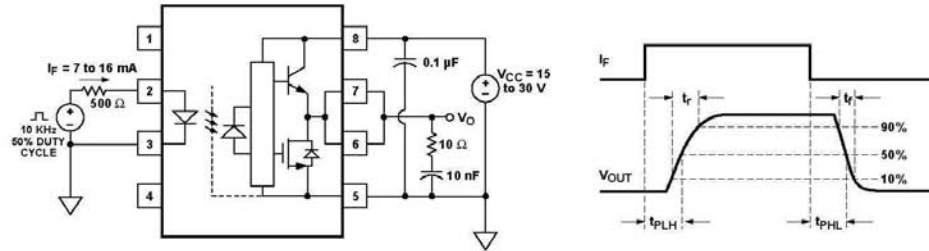


Figure 23. t_{PLH} , t_{PHL} , t_r , and t_f Test Circuit and Waveforms.

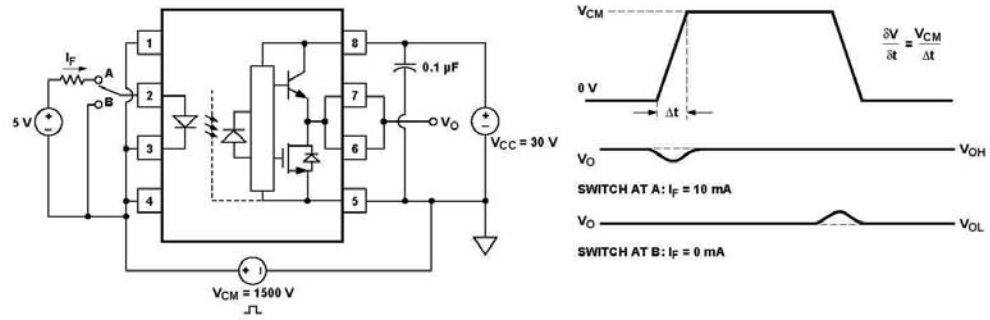


Figure 24. CMR Test Circuit and Waveforms.

Applications Information

Eliminating Negative IGBT Gate Drive (Discussion applies to HCPL-3120, HCPL-J312, and HCNW3120)

To keep the IGBT firmly off, the HCPL-3120 has a very low maximum V_{OL} specification of 0.5 V. The HCPL-3120 realizes this very low V_{OL} by using a DMOS transistor with $1\ \Omega$ (typical) on resistance in its pull down circuit. When the HCPL-

3120 is in the low state, the IGBT gate is shorted to the emitter by $R_g + 1\ \Omega$. Minimizing R_g and the lead inductance from the HCPL-3120 to the IGBT gate and emitter (possibly by mounting the HCPL-3120 on a small PC board directly above the IGBT) can eliminate the need for negative IGBT gate drive in many applications as shown in Figure 25. Care should be taken with such a PC board design to avoid routing the

IGBT collector or emitter traces close to the HCPL-3120 input as this can result in unwanted coupling of transient signals into the HCPL-3120 and degrade performance. (If the IGBT drain must be routed near the HCPL-3120 input, then the LED should be reverse-biased when in the off state, to prevent the transient signals coupled from the IGBT drain from turning on the HCPL-3120.)

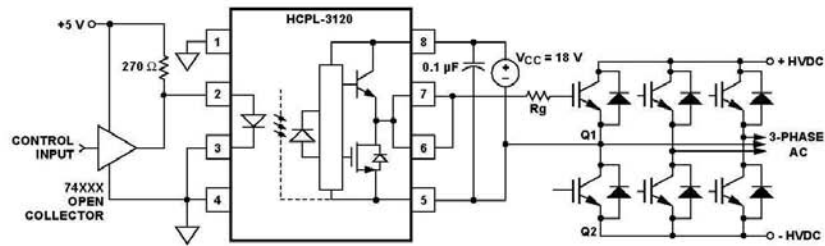


Figure 25. Recommended LED Drive and Application Circuit.

Selecting the Gate Resistor (Rg) to Minimize IGBT Switching Losses. (Discussion applies to HCPL-3120, HCPL-J312 and HCNW3120)

Step 1: Calculate Rg Minimum from the I_{OL} Peak Specification. The IGBT and Rg in Figure 26 can be analyzed as a simple RC circuit with a voltage supplied by the HCPL-3120.

$$\begin{aligned}
 Rg &\geq \frac{(V_{CC} - V_{EE} - V_{OL})}{I_{OLPEAK}} \\
 &= \frac{(V_{CC} - V_{EE} - 2\text{ V})}{I_{OLPEAK}} \\
 &= \frac{(15\text{ V} + 5\text{ V} - 2\text{ V})}{2.5\text{ A}} \\
 &= 7.2\ \Omega \approx 8\ \Omega
 \end{aligned}$$

The V_{OL} value of 2 V in the previous equation is a conservative value of V_{OL} at the peak current of 2.5A (see Figure 6). At lower Rg values the voltage supplied by the HCPL-3120 is not an ideal voltage step. This results in lower peak currents (more margin) than predicted by this analysis. When negative gate drive is not used V_{EE} in the previous equation is equal to zero volts.

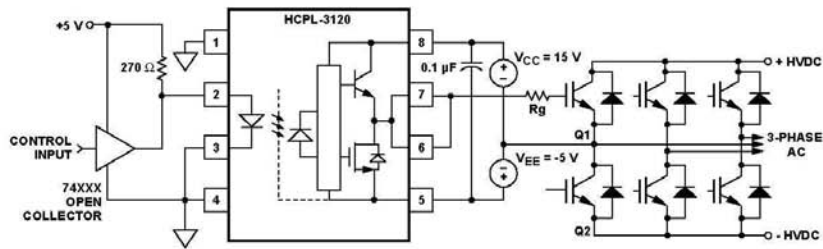


Figure 26. HCPL-3120 Typical Application Circuit with Negative IGBT Gate Drive.

Step 2: Check the HCPL-3120 Power Dissipation and Increase Rg if Necessary. The HCPL-3120 total power dissipation (P_T) is equal to the sum of the emitter power (P_E) and the output power (P_O):

$$\begin{aligned} P_T &= P_E + P_O \\ P_E &= I_F \cdot V_F \cdot \text{Duty Cycle} \\ P_O &= P_{O(\text{BIAS})} + P_{O(\text{SWITCHING})} \\ &= I_{CC} \cdot (V_{CC} - V_{EE}) \\ &\quad + E_{SW}(R_G, Q_G) \cdot f \end{aligned}$$

For the circuit in Figure 26 with I_F (worst case) = 16 mA, $R_G = 8 \Omega$, Max Duty Cycle = 80%, $Q_G = 500 \text{ nC}$, $f = 20 \text{ kHz}$ and $T_A \text{ max} = 85^\circ\text{C}$:

$$\begin{aligned} P_E &= 16 \text{ mA} \cdot 1.8 \text{ V} \cdot 0.8 = 23 \text{ mW} \\ P_O &= 4.25 \text{ mA} \cdot 20 \text{ V} \\ &\quad + 5.2 \mu\text{J} \cdot 20 \text{ kHz} \\ &= 85 \text{ mW} + 104 \text{ mW} \\ &= 189 \text{ mW} \\ &> 178 \text{ mW } (P_{O(\text{MAX})} @ 85^\circ\text{C}) \\ &= 250 \text{ mW} - 15^\circ\text{C} \cdot 4.8 \text{ mW}/^\circ\text{C} \end{aligned}$$

The value of 4.25 mA for I_{CC} in the previous equation was obtained by derating the $I_{CC} \text{ max}$ of 5 mA (which occurs at -40°C) to $I_{CC} \text{ max}$ at 85°C (see Figure 7).

Since P_O for this case is greater than $P_{O(\text{MAX})}$, R_G must be increased to reduce the HCPL-3120 power dissipation.

$$\begin{aligned} P_{O(\text{SWITCHING MAX})} &= P_{O(\text{MAX})} - P_{O(\text{BIAS})} \\ &= 178 \text{ mW} - 85 \text{ mW} \\ &= 93 \text{ mW} \\ E_{SW(\text{MAX})} &= \frac{P_{O(\text{SWITCHING MAX})}}{f} \\ &= \frac{93 \text{ mW}}{20 \text{ kHz}} = 4.65 \mu\text{W} \end{aligned}$$

For $Q_G = 500 \text{ nC}$, from Figure 27, a value of $E_{SW} = 4.65 \mu\text{W}$ gives a $R_G = 10.3 \Omega$.

P_E Parameter	Description
I_F	LED Current
V_F	LED On Voltage
Duty Cycle	Maximum LED Duty Cycle

P_O Parameter	Description
I_{CC}	Supply Current
V_{CC}	Positive Supply Voltage
V_{EE}	Negative Supply Voltage
$E_{SW}(R_G, Q_G)$	Energy Dissipated in the HCPL-3120 for each IGBT Switching Cycle (See Figure 27)
f	Switching Frequency

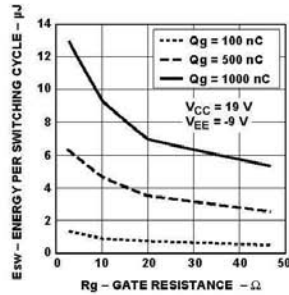


Figure 27. Energy Dissipated in the HCPL-3120 for Each IGBT Switching Cycle.

Thermal Model (Discussion applies to HCPL-3120, HCPL-J312 and HCNW3120)

The steady state thermal model for the HCPL-3120 is shown in Figure 28. The thermal resistance values given in this model can be used to calculate the temperatures at each node for a given operating condition. As shown by the model, all heat generated flows through θ_{CA} which raises the case temperature T_C accordingly. The value of θ_{CA} depends on the conditions of the board design and is, therefore, determined by the designer. The value of $\theta_{CA} = 83^\circ\text{C/W}$ was obtained from thermal measurements using a 2.5 x 2.5 inch PC

board, with small traces (no ground plane), a single HCPL-3120 soldered into the center of the board and still air. The absolute maximum power dissipation derating specifications assume a θ_{CA} value of 83°C/W .

From the thermal mode in Figure 28 the LED and detector IC junction temperatures can be expressed as:

$$T_{JE} = P_E \cdot (\theta_{LC} || (\theta_{LD} + \theta_{DC}) + \theta_{CA}) + \frac{P_D}{T_A} \cdot \left(\frac{\theta_{LC} \cdot \theta_{DC}}{\theta_{LC} + \theta_{DC} + \theta_{LD}} + \theta_{CA} \right)$$

$$T_{JD} = P_E \cdot \left(\frac{\theta_{LC} \cdot \theta_{DC}}{\theta_{LC} + \theta_{DC} + \theta_{LD}} + \theta_{CA} \right) + P_D \cdot (\theta_{DC} || (\theta_{LD} + \theta_{LC}) + \theta_{CA}) + T_A$$

Inserting the values for θ_{LC} and θ_{DC} shown in Figure 28 gives:

$$T_{JE} = P_E \cdot (256^\circ\text{C/W} + \theta_{CA}) + P_D \cdot (57^\circ\text{C/W} + \theta_{CA}) + T_A$$

$$T_{JD} = P_E \cdot (57^\circ\text{C/W} + \theta_{CA}) + P_D \cdot (111^\circ\text{C/W} + \theta_{CA}) + T_A$$

For example, given $P_E = 45 \text{ mW}$, $P_D = 250 \text{ mW}$, $T_A = 70^\circ\text{C}$ and $\theta_{CA} = 83^\circ\text{C/W}$:

$$T_{JE} = P_E \cdot 339^\circ\text{C/W} + P_D \cdot 140^\circ\text{C/W} + T_A$$

$$= 45 \text{ mW} \cdot 339^\circ\text{C/W} + 250 \text{ mW} \cdot 140^\circ\text{C/W} + 70^\circ\text{C} = 120^\circ\text{C}$$

$$T_{JD} = P_E \cdot 140^\circ\text{C/W} + P_D \cdot 194^\circ\text{C/W} + T_A$$

$$= 45 \text{ mW} \cdot 140^\circ\text{C/W} + 250 \text{ mW} \cdot 194^\circ\text{C/W} + 70^\circ\text{C} = 125^\circ\text{C}$$

T_{JE} and T_{JD} should be limited to 125°C based on the board layout and part placement (θ_{CA}) specific to the application.

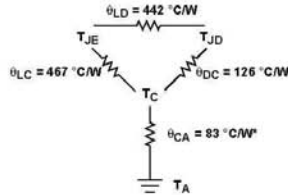


Figure 28. Thermal Model.

T_{JE} = LED junction temperature
 T_{JD} = detector IC junction temperature
 T_C = case temperature measured at the center of the package bottom
 θ_{LC} = LED-to-case thermal resistance
 θ_{LD} = LED-to-detector thermal resistance
 θ_{DC} = detector-to-case thermal resistance
 θ_{CA} = case-to-ambient thermal resistance
 θ_{CA} will depend on the board design and the placement of the part.

**LED Drive Circuit
Considerations for Ultra
High CMR Performance.**
(Discussion applies to HCPL-
3120, HCPL-J312, and
HCNW3120)

Without a detector shield, the dominant cause of optocoupler CMR failure is capacitive coupling from the input side of the optocoupler, through the package, to the detector IC as shown in Figure 29. The HCPL-3120 improves CMR performance

by using a detector IC with an optically transparent Faraday shield, which diverts the capacitively coupled current away from the sensitive IC circuitry. However, this shield does not eliminate the capacitive coupling between the LED and optocoupler pins 5-8 as shown in Figure 30. This capacitive coupling causes perturbations in the LED current during common mode transients and becomes the major source of CMR failures for

a shielded optocoupler. The main design objective of a high CMR LED drive circuit becomes keeping the LED in the proper state (on or off) during common mode transients. For example, the recommended application circuit (Figure 25), can achieve 15 kV/ μ s CMR while minimizing component complexity.

Techniques to keep the LED in the proper state are discussed in the next two sections.

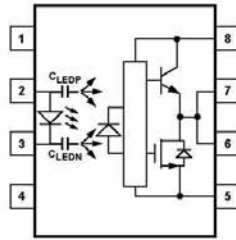


Figure 29. Optocoupler Input to Output Capacitance Model for Unshielded Optocouplers.

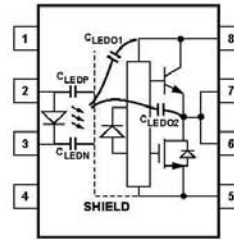


Figure 30. Optocoupler Input to Output Capacitance Model for Shielded Optocouplers.

CMR with the LED On (CMR_H).

A high CMR LED drive circuit must keep the LED on during common mode transients. This is achieved by overdriving the LED current beyond the input threshold so that it is not pulled below the threshold during a transient. A minimum LED current of 10 mA provides adequate margin over the maximum I_{FLH} of 5 mA to achieve 15 kV/ μ s CMR.

CMR with the LED Off (CMR_L).

A high CMR LED drive circuit must keep the LED off ($V_F \leq V_{F(OFF)}$) during common mode transients. For example, during a $-dV_{cm}/dt$ transient in Figure 31, the current flowing through C_{LEDP} also flows through the R_{SAT} and V_{SAT} of the logic gate. As long as the low state voltage developed across the logic gate is less than $V_{F(OFF)}$, the LED will remain off and no common mode failure will occur.

The open collector drive circuit, shown in Figure 32, cannot keep the LED off during a $+dV_{cm}/dt$ transient, since all the current flowing through C_{LEDN} must be supplied by the LED, and it is not recommended for applications requiring ultra high CMR_L performance. Figure 33 is an alternative drive circuit which, like the recommended application circuit (Figure 25), does achieve ultra high CMR performance by shunting the LED in the off state.

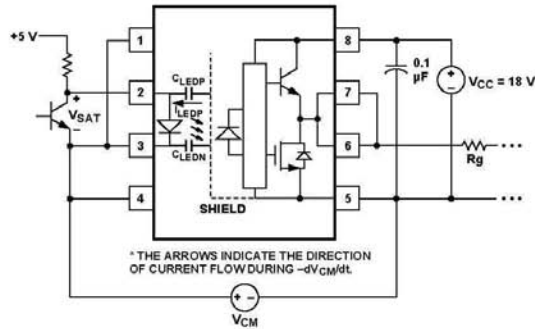


Figure 31. Equivalent Circuit for Figure 25 During Common Mode Transient.

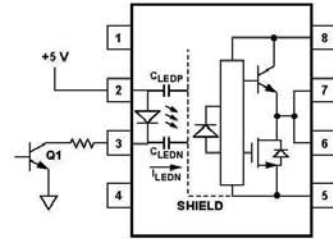


Figure 32. Not Recommended Open Collector Drive Circuit.

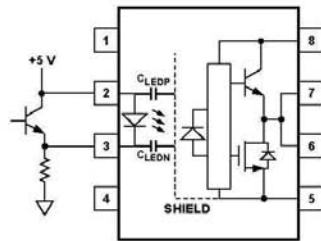


Figure 33. Recommended LED Drive Circuit for Ultra-High CMR.

Under Voltage Lockout Feature. (Discussion applies to HCPL-3120, HCPL-J312, and HCNW3120)

The HCPL-3120 contains an under voltage lockout (UVLO) feature that is designed to protect the IGBT under fault conditions which cause the HCPL-3120 supply voltage (equivalent to the

fully-charged IGBT gate voltage) to drop below a level necessary to keep the IGBT in a low resistance state. When the HCPL-3120 output is in the high state and the supply voltage drops below the HCPL-3120 V_{UVLO-} threshold ($9.5 < V_{UVLO-} < 12.0$) the optocoupler output will go into the low state with a typical delay, UVLO Turn Off Delay, of $0.6 \mu s$.

When the HCPL-3120 output is in the low state and the supply voltage rises above the HCPL-3120 V_{UVLO+} threshold ($11.0 < V_{UVLO+} < 13.5$) the optocoupler output will go into the high state (assumes LED is "ON") with a typical delay, UVLO Turn On Delay of $0.8 \mu s$.

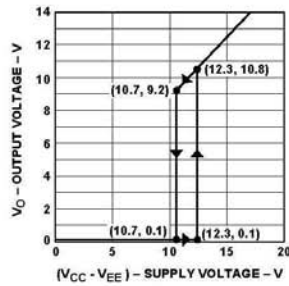


Figure 34. Under Voltage Lock Out.

IPM Dead Time and Propagation Delay Specifications. (Discussion applies to HCPL-3120, HCPL-J312, and HCNW3120)

The HCPL-3120 includes a Propagation Delay Difference (PDD) specification intended to help designers minimize "dead time" in their power inverter

designs. Dead time is the time period during which both the high and low side power transistors (Q1 and Q2 in Figure 25) are off. Any overlap in Q1 and Q2 conduction will result in large currents flowing through the power devices between the high and low voltage motor rails.

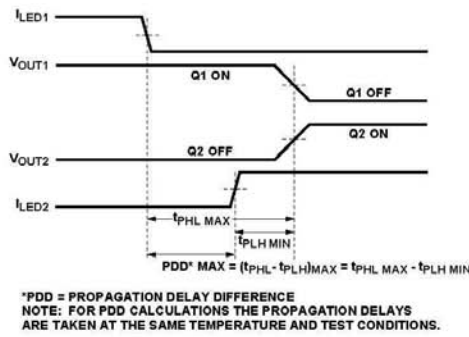


Figure 35. Minimum LED Skew for Zero Dead Time.

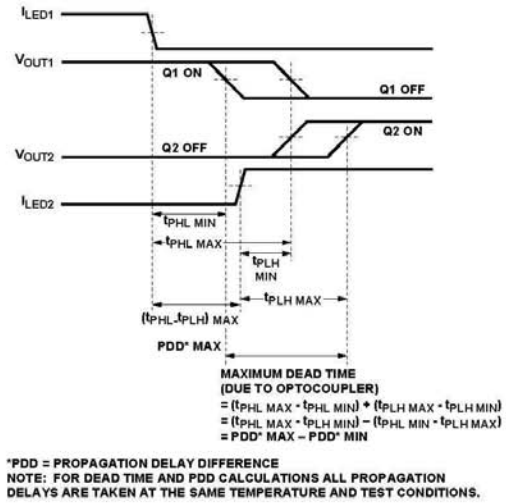


Figure 36. Waveforms for Dead Time.

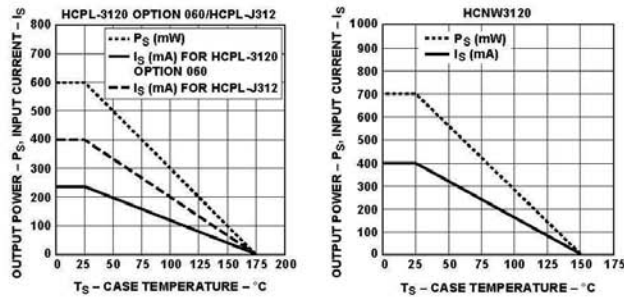


Figure 37. Thermal Derating Curve, Dependence of Safety Limiting Value with Case Temperature per VDE 0884.

To minimize dead time in a given design, the turn on of LED2 should be delayed (relative to the turn off of LED1) so that under worst-case conditions, transistor Q1 has just turned off when transistor Q2 turns on, as shown in Figure 35. The amount of delay necessary to achieve this conditions is equal to the maximum value of the propagation delay difference specification, PDD_{MAX} , which is specified to be 350 ns over the operating temperature range of -40°C to 100°C.

Delaying the LED signal by the maximum propagation delay difference ensures that the minimum dead time is zero, but it does not tell a designer what the maximum dead time will be. The maximum dead time is equivalent to the difference between the maximum and minimum propagation delay difference specifications as shown in Figure 36. The maximum dead time for the HCPL-3120 is 700 ns ($= 350 \text{ ns} - (-350 \text{ ns})$) over an operating temperature range of -40°C to 100°C.

Note that the propagation delays used to calculate PDD and dead time are taken at equal temperatures and test conditions since the optocouplers under consideration are typically mounted in close proximity to each other and are switching identical IGBTs.

For technical assistance or the location of your nearest Hewlett-Packard sales office, distributor or representative call:

Americas/Canada: 1-800-235-0312 or 408-654-8675

Far East/Australasia: Call your local HP sales office.

Japan: (81 3) 3335-8152

Europe: Call your local HP sales office.

Data subject to change.

Copyright © 1997 Hewlett-Packard Co.

Obsoletes 5965-4779E

Printed in U.S.A. 5965-7875E (7/97)

Anexo E. Mosfet de potencia

International
IR Rectifier

AUTOMOTIVE MOSFET

IRF1607PbF

PD -95487

Typical Applications

- 42 Volts Automotive Electrical Systems
- Electrical Power Steering (EPS)
- Integrated Starter Alternator
- Lead-Free

Benefits

- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Repetitive Avalanche Allowed up to Tjmax
- Automotive [Q101] Qualified

Description

Specifically designed for Automotive applications, this Stripe Planar design of HEXFET® Power MOSFETs utilizes the latest processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. Additional features of this HEXFET power MOSFET are a 175°C junction operating temperature, fast switching speed and improved repetitive avalanche rating. These benefits combine to make this design an extremely efficient and reliable device for use in Automotive applications and a wide variety of other applications.

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	142®	A
I_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	100®	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ®	570	
P_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	380	W
	Linear Derating Factor	2.5	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy®	1250	mJ
I_{AR}	Avalanche Current®	See Fig.12a, 12b, 15, 16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy®		mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ®	5.2	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	300 (1.6mm from case) 10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.40	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

www.irf.com

1

06/30/04

IRF1607PbF

International
Rectifier

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	75	—	—	V	V _{GS} = 0V, I _D = 250μA
ΔV _{(BR)DSS} /ΔT _J	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.086	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D = 1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	0.00580	0.0075	Ω	V _{GS} = 10V, I _D = 85A ④
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} = 10V, I _D = 250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	79	—	—	S	V _{DS} = 25V, I _D = 85A
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	20	μA	V _{DS} = 75V, V _{GS} = 0V
		—	—	250	μA	V _{DS} = 60V, V _{GS} = 0V, T _J = 150°C
I _{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	200	nA	V _{GS} = 20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-200	nA	V _{GS} = -20V
Q _g	Total Gate Charge	—	210	320	nC	I _D = 85A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	45	68	nC	V _{DS} = 60V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	73	110	nC	V _{GS} = 10V
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	22	—	ns	V _{DD} = 38V
t _r	Rise Time	—	130	—	ns	I _D = 85A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	84	—	ns	R _G = 1.8Ω
t _f	Fall Time	—	86	—	ns	V _{GS} = 10V ④
L _D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C _{iss}	Input Capacitance	—	7750	—	pF	V _{GS} = 0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	1230	—	pF	V _{DS} = 25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	310	—	pF	f = 1.0MHz, See Fig. 5
C _{oss}	Output Capacitance	—	5770	—	pF	V _{GS} = 0V, V _{DS} = 1.0V, f = 1.0MHz
C _{oss}	Output Capacitance	—	790	—	pF	V _{GS} = 0V, V _{DS} = 60V, f = 1.0MHz
C _{oss eff.}	Effective Output Capacitance ⑤	—	1420	—	pF	V _{GS} = 0V, V _{DS} = 0V to 60V

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	142⑥	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	570	A	
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	T _J = 25°C, I _S = 85A, V _{GS} = 0V ④
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	130	200	ns	T _J = 25°C, I _F = 85A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	690	1040	nC	di/dt = 100A/μs ④
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11).
- ② Starting T_J = 25°C, L = 0.21mH
R_G = 25Ω, I_{AS} = 85A, V_{GS} = 10V (See Figure 12).
- ③ I_{SD} ≤ 85A, di/dt ≤ 310A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS}, T_J ≤ 175°C
- ④ Pulse width ≤ 400μs; duty cycle ≤ 2%.
- ⑤ C_{oss eff.} is a fixed capacitance that gives the same charging time as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0 to 80% V_{DSS}.
- ⑥ Calculated continuous current based on maximum allowable junction temperature. Package limitation current is 75A.
- ⑦ Limited by T_{Jmax}, see Fig.12a, 12b, 15, 16 for typical repetitive avalanche performance.

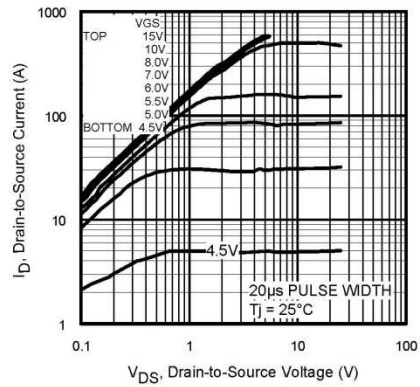


Fig 1. Typical Output Characteristics

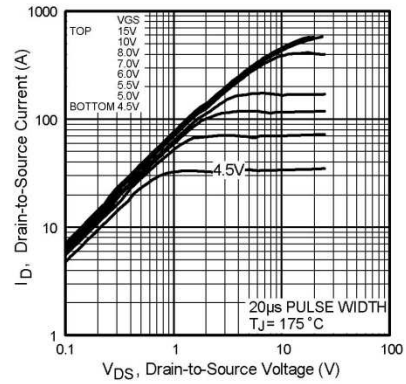


Fig 2. Typical Output Characteristics

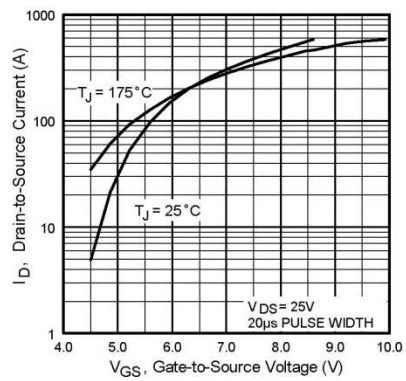


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

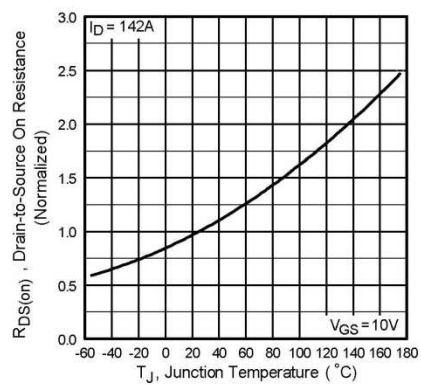


Fig 4. Normalized On-Resistance
Vs. Temperature

IRF1607PbF

International
Rectifier

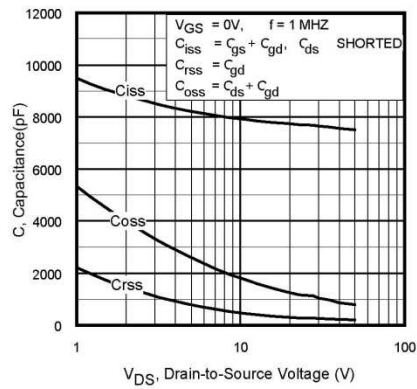


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

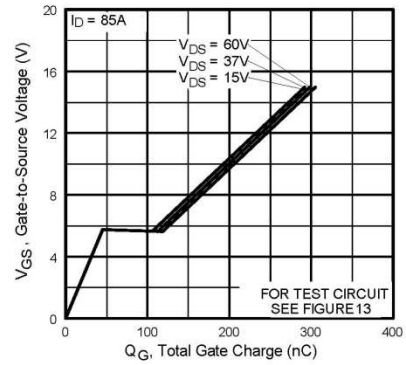


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

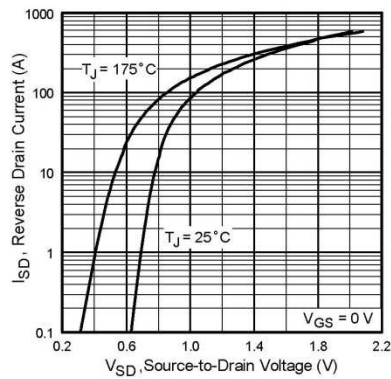


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

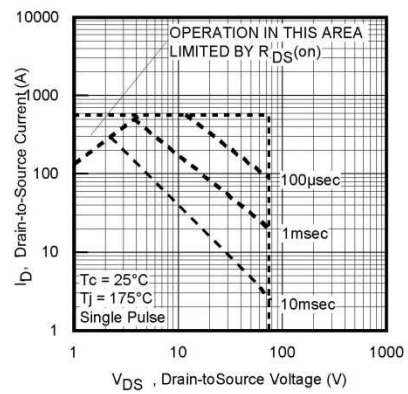


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

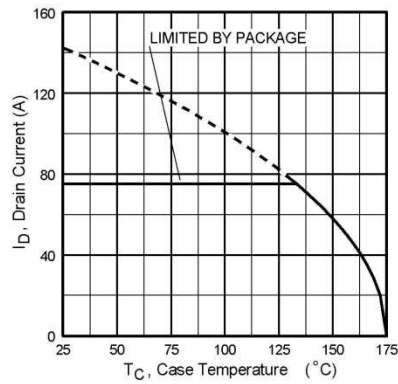


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

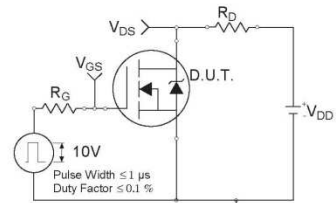


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

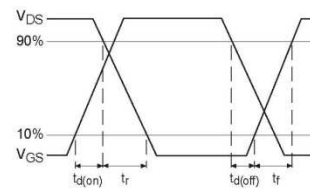


Fig 10b. Switching Time Waveforms

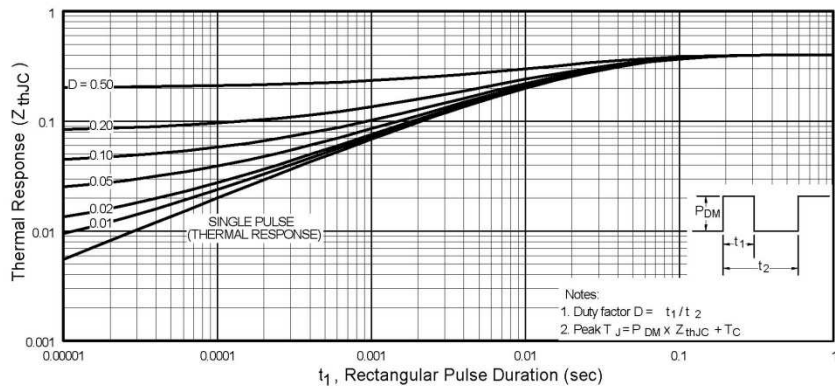


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRF1607PbF

International
IR Rectifier

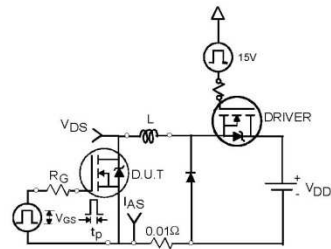


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

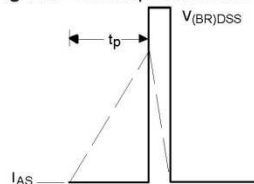


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

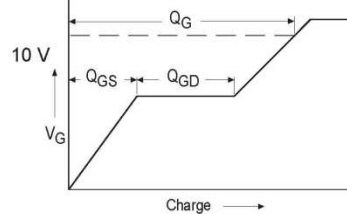


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

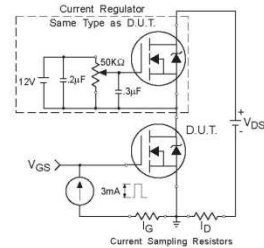


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

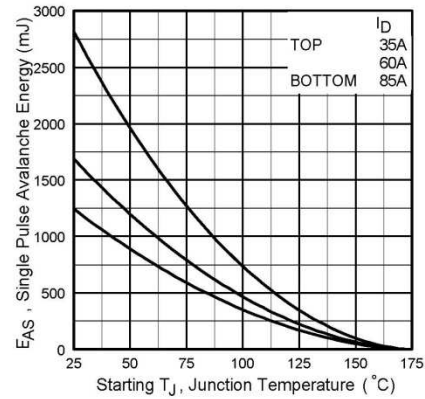


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

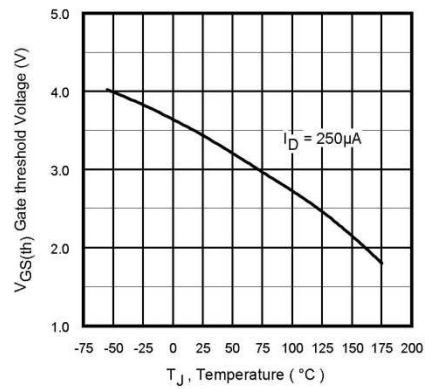


Fig 14. Threshold Voltage Vs. Temperature
www.irf.com

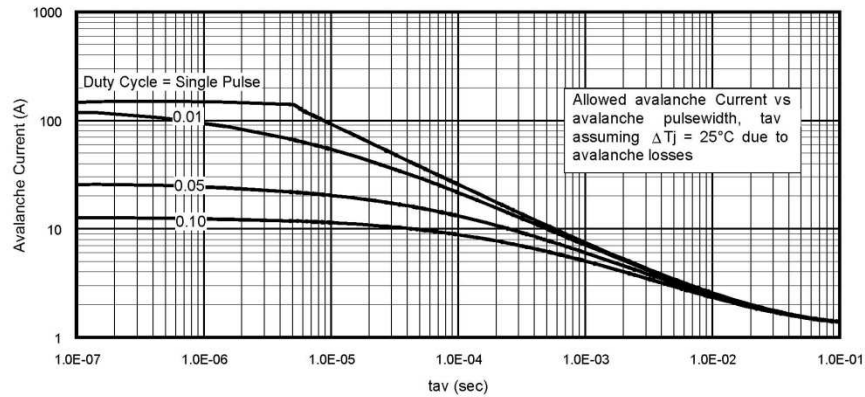


Fig 15. Typical Avalanche Current Vs. Pulsewidth

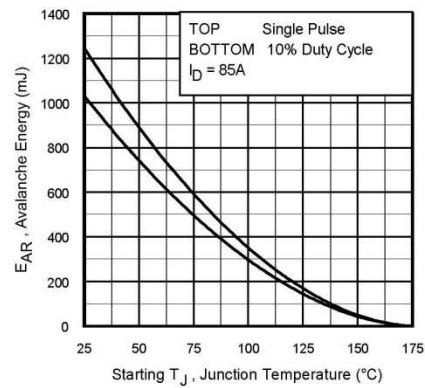


Fig 16. Maximum Avalanche Energy Vs. Temperature

Notes on Repetitive Avalanche Curves, Figures 15, 16:
(For further info, see AN-1005 at www.irf.com)

1. Avalanche failures assumption:
Purely a thermal phenomenon and failure occurs at a temperature far in excess of T_{jmax} . This is validated for every part type.
2. Safe operation in Avalanche is allowed as long as T_{jmax} is not exceeded.
3. Equation below based on circuit and waveforms shown in Figures 12a, 12b.
4. $P_{D(ave)}$ = Average power dissipation per single avalanche pulse.
5. BV = Rated breakdown voltage (1.3 factor accounts for voltage increase during avalanche).
6. I_{av} = Allowable avalanche current.
7. ΔT = Allowable rise in junction temperature, not to exceed T_{jmax} (assumed as 25°C in Figure 15, 16).
 t_{av} = Average time in avalanche.
 D = Duty cycle in avalanche = $t_{av} \cdot f$
 $Z_{thJC}(D, t_{av})$ = Transient thermal resistance, see figure 11)

$$P_{D(ave)} = \frac{1}{2} (1.3 \cdot BV \cdot I_{av}) = \Delta T / Z_{thJC}$$

$$I_{av} = \frac{2 \Delta T}{1.3 \cdot BV \cdot Z_{thJC}}$$

$$E_{AS(AR)} = P_{D(ave)} \cdot t_{av}$$

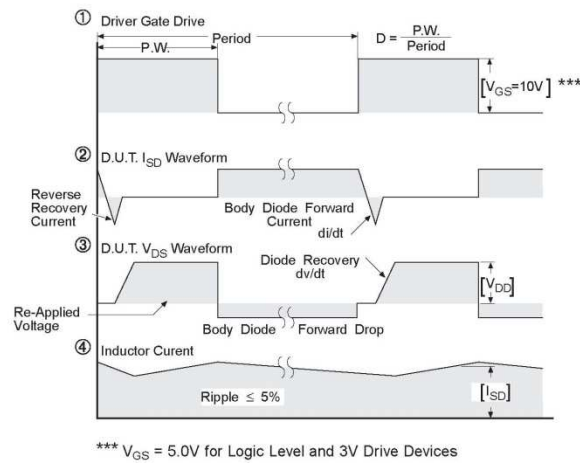
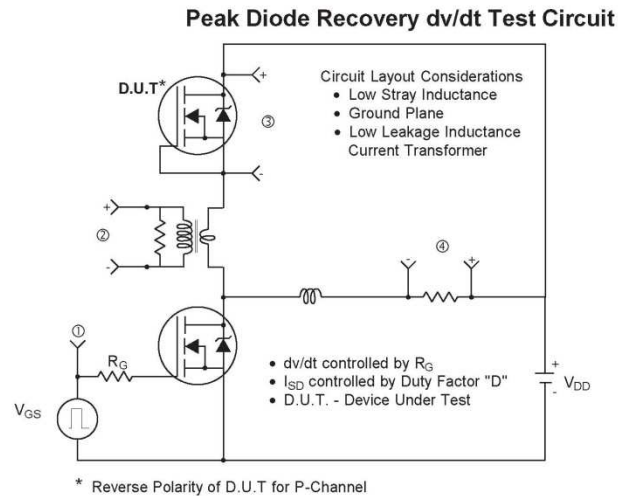
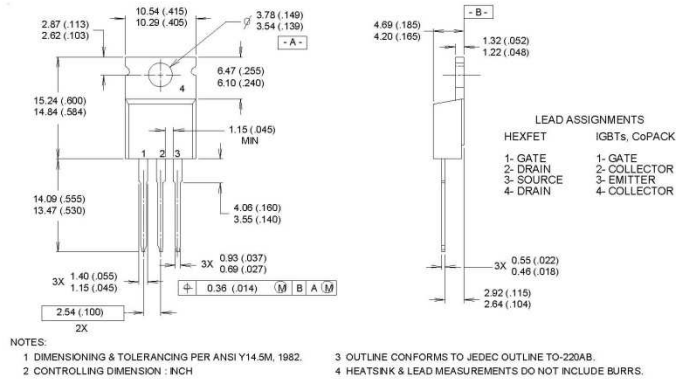


Fig 17. For N-channel HEXFET® power MOSFETs

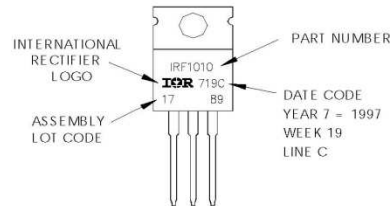
TO-220AB Package Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



TO-220AB Part Marking Information

EXAMPLE: THIS IS AN IRF1010
 LOT CODE 1789
 ASSEMBLED ON WW 19, 1997
 IN THE ASSEMBLY LINE "C"
Note: "P" in assembly line position indicates "Lead-Free"



Data and specifications subject to change without notice.
 This product has been designed and qualified for the Automotive [Q101] market.
 Qualification Standards can be found on IR's Web site.

Anexo F. Resultado de las pruebas experimentales

